Alexandru Fransua
Răzvan Măgureanu

MAȘINI ȘI ACȚIONĂRI ELECTRICE

ELEMENTE DE EXECUȚIE

Editura Tehnică

ALEXANDRU FRANSUA ● RĂZVAN MĂGUREANU

MAŞINI ŞI ACŢIONĂRI ELECTRICE

Elemente de execuţie

EDITURA TEHNICĂ
BUCUREŞTI – 1986

CUVÎNT ÎNAINTE

Cartea „Mașini și acționări electrice. Elemente de execuție" reprezintă primul volum al unei lucrări mai ample dedicate sistemelor de acționări electrice, al doilea volum tratînd comanda acționărilor electrice.

În cele opt capitole ale prezentei cărți se tratează la nivelul cunoștințelor actuale mașinile electrice convenționale și speciale utilizate în acționările electrice moderne. După o sumară prezentare a elementelor constructive, se abordează teoria acestor mașini pe baza studiului cîmpului magnetic de excitație și de reacție. Această teorie cuprinde regimurile energetice, cenațiile funcționale în regim staționar și dinamic, caracteristicile și performanțele motoarelor electrice de diferite tipuri. Tratarea este concisă, riguroasă, bazată pe explicația fenomenelor fizice.

O atenție deosebită este dată unor probleme specifice de acționare ca: pornirea, frînarea și reglarea vitezei motoarelor de c.c. și c.a., utilizate în variate procese tehnologice.

Cartea cuprinde largi incursiuni în electronica de putere asociată cu acționările electrice, prezentînd cele mai moderne scheme de convertoare statice (cu semiconductoare) ca și performanțele acestora.

Cartea apelează la cunoștințele de nivel superior de mecanică, teoria cîmpului electromagnetic și teoria circuitelor electrice, electronică. Ea se adresează specialiștilor și studenților, atît celor interesați în însușirea unor cunoștințe fundamentale de mașini și acționări electrice cît și celor dornici să aprofundeze și să actualizeze cunoștințele cîștigate anterior în acest domeniu.

Autorii țin să mulțumească colegului dr. ing. Mihai Ionescu pentru grija și atenția cu care a citit manuscrisul și pentru sugestiile făcute. Vom fi recunoscători și tuturor acelora dintre cititori care ne vor trimite observațiile lor critice.

AUTORII

CUPRINS

1. Generalităţi privind elementele sistemelor de acţionări electrice 15

1.1. *Sisteme de acţionare electrică. Generalităţi* 15
1.2. *Maşini electrice. Definiţii. Regimuri energetice. Pierderi. Încălzirea şi răcirea maşinilor electrice* 17
1.3. *Alegerea maşinilor electrice în funcţie de condiţiile de exploatare* 20
1.3.1. Serviciul de funcţionare 21
1.3.2. Altitudinea locului de montare în exploatare 24
1.3.3. Temperatura mediului ambiant . 25
1.3.4. Natura mediului ambiant şi protecţiile necesare 25
1.4. *Motoare electrice. Caracteristici mecanice* 26
1.5. *Maşini de lucru. Caracteristici mecanice* 27
1.6. *Regimul staţionar al sistemelor de acţionări electrice. Stabilitatea statică* 28
1.7. *Regimurile dinamice ale sistemelor de acţionări* 32
1.8. *Aparate electromecanice de comandă şi de protecţie utilizate în sistemele de acţionări electrice* 33
1.8.1. Relee electromagnetice 34
1.8.2. Contactoare şi ruptoare 37
1.8.3. Contactoare şi ruptoare cu relee. 38
1.8.4. Întreruptoare automate 39
1.8.5. Siguranţe fuzibile 39
1.9. *Elemente electronice utilizate în sistemele de acţionări electrice* 41
1.9.1. Dioda 41
1.9.2. Tranzistorul 42
1.9.3. Tiristorul 44
1.9.4. Triacul, Diacul 48
1.9.5. Dioda Zener 49
1.9.6. Convertoare cu semiconductoare . 50
1.10. *Elemente de transmisie* 52

2. Maşini de curent continuu utilizate în acţionări electrice 58

2.1. *Elementele constructive de bază ale maşinii de curent continuu* 58
2.2. *Fenomenul de excitaţie. Tensiunea electromotoare indusă. Cuplul electromagnetic* 63
2.2.1. Cîmpul magnetic al polilor de excitaţie (principali) 63
2.2.2. Tensiunea electromotoare indusă într-o secţie a înfăşurării rotorice 68
2.2.3. Noţiuni privind înfăşurările de curent continuu 70
2.2.4. Tensiunea electromotoare a maşinii de curent continuu 76
2.2.5. Cuplul electromagnetic dezvoltat în maşina de curent continuu . . 80
2.3. *Reacţia magnetică a indusului* . . 82
2.4. *Regimurile energetice de funcţionare ale maşinii de curent continuu. Ecuaţiile fundamentale în regim staţionar şi dinmaic* 86
2.4.1. Regimul de motor 87
2.4.2. Regimul de generator 91
2.4.3. Regimul de frînă electrică . . . 94
2.4.4. Ecuaţiile regimurilor dinamice . 96
2.4.5. Clasificarea maşinilor de curent continuu după tipul excitaţiei . 99
2.5. *Caracteristicile motoarelor de curent continuu* 100
2.5.1. Motorul cu excitaţie separată (derivaţie) 100
2.5.2. Motorul cu excitaţie derivaţie (separată) cu o înfăşurare suplimentară serie de corecţie 107
2.5.3. Motorul cu excitaţie serie 108
2.6. *Pornirea motoarelor de curent continuu. Scheme de comandă automatizată cu relee şi contactoare* 114

2.6.1. Pornirea directă 114
2.6.2. Pornirea cu reostat sau cu trepte de rezistență 118
2.6.3. Pornirea fără reostat prin reducerea tensiunii de alimentare a motorului 120
2.6.4. Pornirea automatizată 120
2.6.5. Pornirea cu ajutorul unui controler 124
2.7. *Utilizarea mașinii de c.c. pentru frînare în acționările electrice* 125
2.7.1. Frînarea în regim de frînă propriu-zisă 125
2.7.2. Frînarea în regim de generator cu recuperarea energiei 128
2.7.3. Frînarea în regim de generator fără recuperare (frînarea dinamică) . 130
2.8. *Reglarea vitezei motoarelor de curent continuu* 131
2.8.1. Reglarea vitezei prin variația tensiunii U_d la bornele motorului 131
2.8.2. Reglarea vitezei prin variația fluxului de excitație 133
2.8.3. Reglarea vitezei prin variația tensiunii U a sursei de alimentare . . 134

3. Acționări electrice de curent continuu cu convertoare statice 140

3.1. *Convertoare monofazate* 140
3.1.1. Convertor monofazat cu redresarea unei singure alternanțe 140
3.1.2. Convertor monofazat cu redresarea ambelor alternanțe 146
3.2. *Convertoare trifazate* 158
3.2.1. Convertor trifazat cu redresarea unei singure alternanțe cu funcționare în două cadrane 158
3.2.2. Convertor trifazat cu redresarea unei singure alternanțe, cu funcționare în patru cadrane 169
3.2.3. Convertor trifazat cu redresarea ambelor alternanțe 175
3.3. *Considerații energetice privind convertoarele utilizate în acționări cu motoare de curent continuu* 177
3.4. *Fenomenul de comutație și influența lui asupra funcționării convertoarelor* 181
3.5. *Dispozitivul de comandă pe grilă* . 187
3.6. *Convertoare statice* c.c. — c.c. *(choppere)* 194
3.7. *Comportarea motoarelor de curent continuu alimentate de la convertoare statice* 204

4. Transformatoare electrice 209

4.1. *Elementele constructive de bază ale transformatorului electric* 209
4.2. *Cîmpul magnetic de excitație și de reacție în transformatorul electric. Ecuațiile funcționale. Schema echivalentă* 212
4.2.1. Cîmpul magnetic 212
4.2.2. Ecuațiile funcționale în regim dinamic 214
4.2.3. Ecuațiile funcționale în regim staționar. Schema echivalentă. Diagrama de fazori 218
4.2.4. Bilanțul de puteri 224
4.2.5. Schema echivalentă simplificată . 226
4.3. *Caracteristici și performanțele transformatorului monofazat* 227
4.4. *Particularitățile constructive și funcționale ale transformatorului trifazat* . . 233
4.5. *Funcționarea în paralel a transformatoarelor electrice* 241
4.6. *Autotransformatorul* 245
4.7. *Comportarea transformatoarelor utilizate în alimentarea convertoarelor cu semiconductoare* 248

5. Mașini asincrone utilizate în acționări electrice 252

5.1. *Elementele constructive de bază ale mașinii asincrone trifazate* 252
5.2. *Fenomenul de excitație. Tensiunea electromotoare indusă. Cuplul electromagnetic* 256
5.2.1. Cîmpul magnetic produs de o înfășurare monofazată 256
5.2.2. Cîmpul magnetic produs de o înfășurare trifazată 270
5.2.3. Tensiunile electromotoare induse în înfășurările mașinilor de curent alternativ de cîmpuri magnetice învîrtitoare 276
5.2.4. Cuplul electromagnetic în mașinile trifazate de curent alternativ . . 283
5.3. *Reacția magnetică a indusului* . . . 285
5.4. *Regimurile energetice ale mașinii asincrone. Ecuațiile funcționale în regim staționar și dinamic* 288
5.4.1. Regimul de motor 288
5.4.2. Regimul de generator 291
5.4.3. Regimul de frînă electrică . . . 294
5.4.4. Ecuațiile funcționale în regim staționar ale motorului asincron trifazat 297

5.4.5. Ecuațiile funcționale în regim dinamic ale motorului asincron trifazat 308
5.5. *Caracteristicile motorului asincron trifazat* 318
5.5.1. Caracteristica mecanică a motorului asincron cu rotorul bobinat 318
5.5.2. Caracteristicile mecanice ale motoarelor asincrone cu rotoare în colivie 324
5.5.3. Caracteristica randamentului . . 328
5.5.4. Caracteristica factorului de putere 329
5.6. *Pornirea motoarelor asincrone trifazate. Sisteme de comandă automatizată cu relee și contactoare* 330
5.6.1. Pornirea directă 331
5.6.2. Pornirea stea-triunghi 337
5.6.3. Pornirea cu ajutorul unor bobine de inducție sau rezistoare introduse în circuitul statoric 339
5.6.4. Pornirea cu ajutorul unui autotransformator 340
5.6.5. Pornirea motoarelor asincrone trifazate cu rotor bobinat 342
5.7. *Utilizarea mașinii asincrone trifazate pentru frînare în acționările electrice* 344
5.7.1. Frînarea în regim de frînă propriu-zisă 345
5.7.2. Frînarea în regim de generator cu recuperarea energiei 348
5.7.3. Frînarea în regim de generator fără recuperarea energiei (frînare dinamică) 349
5.8. *Reglarea vitezei motoarelor asincrone trifazate* 352
5.8.1. Reglarea vitezei prin variația tensiunii de alimentare 353
5.8.2. Reglarea vitezei prin modificarea numărului de perechi de poli . . 354
5.8.3. Reglarea vitezei prin variația frecvenței sursei de alimentare 356
5.8.4. Reglarea vitezei prin variația rezistenței circuitului rotoric . . . 362
5.8.5. Reglarea vitezei prin introducerea în circuitul rotoric a unei tensiuni electromotoare 363
5.9. *Motorul asincron monofazat* 365

6. Mașini sincrone utilizate în acționări electrice 369

6.1. *Elementele constructive de bază ale mașinii sincrone trifazate* 369
6.2. *Fenomenul de excitație. Tensiunea electromotoare indusă. Cuplul electromagnetic* 372
6.2.1. Cîmpul magnetic de excitație . . 372
6.2.2. Tensiuni electromotoare induse în mașina sincronă de cîmpuri învîrtitoare 376
6.2.3. Cuplul electromagnetic dezvoltat de mașina sincronă trifazată . . 378
6.3. *Reacția magnetică a indusului* . . . 380
6.4. *Regimurile energetice ale mașinii sincrone trifazate. Ecuațiile funcționale în regim staționar și dinamic* . . . 381
6.4.1. Regimul de motor 381
6.4.2. Regimul de generator 384
6.4.3. Ecuațiile funcționale în regim staționar ale motorului sincron trifazat 385
6.4.4. Ecuațiile funcționale în regim dinamic ale motorului sincron trifazat 390
6.5. *Caracteristicile motoarelor sincrone trifazate* 404
6.5.1. Caracteristica mecanică 405
6.5.2. Caracteristica în V. Funcționarea motorului sincron la curent de excitație variabil și cuplu rezistent constant 406
6.5.3. Caracteristica unghiulară. Funcționarea motorului sincron la curent de excitație constant și cuplu rezistent variabil. Stabilitatea statică și dinamică 408
6.6. *Pornirea, frînarea și reglarea vitezei motoarelor sincrone* 427
6.6.1. Pornirea directă 429
6.6.2. Pornirea indirectă cu bobine de inducție (reactoare) 429
6.6.3. Pornirea indirectă cu autotransformator 431
6.6.4. Frînarea motoarelor sincrone . . 432
6.6.5. Reglarea vitezei motoarelor sincrone 432

7. Acționări electrice de curent alternativ cu convertoare statice 433

7.1. *Reglarea vitezei motorului asincron cu rotor bobinat printr-o rezistență rotorică variabilă cu ajutorul unui convertor static* 433
7.2. *Reglarea vitezei motoarelor de c.a. prin variația frecvenței cu ajutorul unui convertor static* 436
7.2.1. Convertorul static direct (ciclocon-vertorul) 436
7.2.2. Convertorul static indirect (cu circuit intermediar de c.c.) 443

7.3. *Reglarea vitezei motoarelor asincrone cu rotor bobinat prin introducerea unei tensiuni electromotoare în circuitul rotoric cu ajutorul convertoarelor statice* 477
7.3.1. Cascada Krämer 478
7.3.2. Cascada Scherbius 481

8. Mașini electrice speciale utilizate în acționări electrice 485

8.1. *Mașini speciale de curent continuu cu magneți permanenți* 485
8.1.1. Motoare cu rotor cilindric 486
8.1.2. Motoare cu rotor disc 492
8.1.3. Motoare cu rotor pahar 493
8.2. *Servomotorul asincron bifazat* . . . 494
8.3. *Motorul sincron reactiv* 501
8.4. *Mașini sincrone cu magneți permanenți* 503
8.5. *Motorul sincron cu histerezis* 505
8.6. *Motorul de curent continuu fără perii (cu comutație electronică)* 509
8.7. *Motorul pas-cu-pas* 513
8.8. *Traductoare — Mașini electrice* . .
8.8.1. Tahogeneratoare 519
8.8.2. Selsine 524
8.8.3. Transformatoare rotitoare . . . 534
8.8.4. Inductosine 541

Bibliografie 544

1

GENERALITĂŢI PRIVIND ELEMENTELE SISTEMELOR DE ACŢIONĂRI ELECTRICE

În acest capitol vom prezenta unele noţiuni şi definiţii precum şi sumare descrieri privind elementele componente ale sistemelor de acţionări, începînd cu maşinile electrice şi maşinile de lucru, continuînd cu aparatele electromecanice de protecţie şi comutaţie şi cu elementele electronice utilizate pe scară din ce în ce mai largă şi vom încheia cu componentele de transmisie a mişcării. Asupra unor elemente vom reveni cu detalii în capitolele următoare, asupra altora am insistat mai puţin, cu presupunerea că cititorii sînt familiarizaţi cu multe aspecte din cele prezentate.

1.1. Sisteme de acţionare electrică. Generalităţi

Un *sistem de acţionare electrică* reprezintă o mulţime de obiecte (elemente) interconectate şi interdependente în scopul realizării conversiei electromecanice a energiei pentru un anumit proces tehnologic.

Componentele principale ale unui sistem de acţionare electrică sînt : *motorul electric, maşina de lucru, transmisia* şi *elementul de execuţie* (fig. 1.1, *a*). Motorul electric realizează transformarea puterii electrice în putere mecanică. Maşina de lucru *ML* este antrenată de motorul electric *M* şi realizează anumite operaţii dintr-un proces tehnologic. Transmisia *T* (de exemplu, un reductor cu roţi dinţate ca în figura 1.1, *b*) reprezintă legătura mecanică dintre motor şi maşina de lucru, cu rolul de a realiza transferul de putere mecanică şi, eventual, de a schimba parametrii acestei puteri (viteză unghiulară, cuplu).

Elementul de execuţie *EE* are drept scop alimentarea cu energie electrică a motorului şi comanda funcţionării motorului în conformitate cu anumite cerinţe (de exemplu, o instalaţie de redresare cu tiristoare, comandate prin grila *G* din fig. 1.1, *b*).

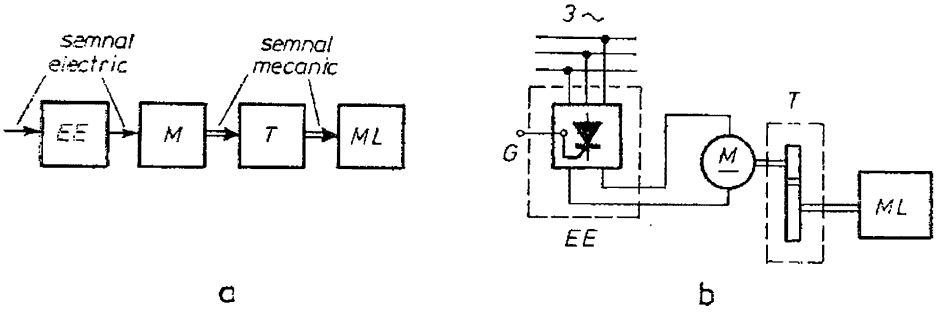


Fig. 1.1

În ansamblu un sistem de acționare are rolul de a realiza un *flux de energie* (de la rețeaua electrică prin elementul de execuție, motor, transmisie, mașină de lucru, proces tehnologic) și un *flux de comenzi* conform cerințelor unui anumit proces tehnologic. În foarte multe cazuri sistemul de acționare necesită și o automatizare, el fiind completat atunci și cu alte elemente ca : *elemente de automatizare* și *traductoare.*

Realizarea și funcționarea optimă a unui sistem de acționare electrică presupune, în primul rînd, cunoașterea foarte exactă a procesului tehnologic și a mașinii de lucru folosite, funcție de care se vor alege sau calcula și construi motorul electric, elementul de execuție și elementul de transmisie, avîndu-se în vedere asigurarea unui cost cît mai redus și a unei mari fiabilități în funcționare. De aici rezultă importanța cunoașterii performanțelor în regim staționar, ca și în regim tranzitoriu, ale mașinilor de lucru și motoarelor electrice, ca și ale celorlalte elemente ale sistemului de acționare automatizat sau nu.

De o importanță deosebită sînt caracteristicile viteză unghiulară-moment (cuplu), $\Omega = f(M)$, în regim staționar al mașinilor de lucru, respectiv ale motoarelor. Aceste *caracteristici* se numesc *mecanice* și vom da în paragrafele următoare unele detalii din care va rezulta mai clar importanța lor practică.

O altă performanță a unui sistem de acționare funcționînd în regim staționar o constituie *gama de viteze* de lucru necesare procesului tehnologic. Unele sisteme de acționare funcționează la o singură viteză unghiulară (acționarea unei pompe, a unui ventilator), altele necesită mai multe viteze în valori discrete (strungul obișnuit, unele macarale și poduri rulante), iar altele funcționează cu o gamă continuă de viteze (laminoarele, strungul-carusel, locomotiva electrică). Gama de viteze se definește ca raportul dintre vitezele unghiulare minimă și maximă :

$$\gamma = \frac{\Omega_{min}}{\Omega_{max}},$$

cu valori orientative 1 : 2 la cuptoarele de ciment ; 1 : 30 la laminoare ; 1 : 10 000 la mecanismele de avans ale mașinilor-unelte. Există și sisteme de acționare care nu ajung practic niciodată la o viteză de regim staționar, cum ar fi, de exemplu, laminoarele reversibile sau servomecanismele.

Ca o performanță deosebită pentru regimul staționar se consideră și *precizia în menținerea vitezei*, definită prin relația

$$\Delta\Omega_{\%} = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} 100,$$

în care Ω_0 este viteza dorită în regim staționar, iar Ω — viteza realizată. Ca ordin de mărime, această precizie poate fi de 5% în acționarea ventilatoarelor, de 1% sau chiar mai mică la mecanismele de avans ale mașinilor-unelte, dar de numai 0,5% la laminoarele continue de benzi sau sîrmă.

1.2. Mașini electrice. Definiții. Regimuri energetice. Pierderi. Încălzirea și răcirea mașinilor electrice

Prin *mașină electrică* se înțelege o mașină, în general, rotativă, care transformă puterea mecanică în putere electrică sau invers. Mașinile electrice se împart în mașini de curent continuu și mașini de curent alternativ, după felul energiei electrice ce ia parte în conversia electromecanică realizată de mașină. Mașinile de curent alternativ pot fi mono- sau polifazate.

Orice mașină electrică este reversibilă din punctul de vedere al conversiei energiei realizate; ea poate funcționa fie ca generator, fie ca motor. Prin *generator electric* se înțelege o mașină electrică care transformă puterea mecanică în putere electrică. Prin *motor electric* se definește o mașină electrică care transformă puterea electrică în putere mecanică. Unele mașini electrice pot funcționa și ca *frînă electrică* și în această situație mașina primește atît putere electrică cît și putere mecanică, pe care le transformă în timp în căldură, realizînd în același timp un cuplu electromagnetic realizat la arbore.

Mașinile de curent alternativ se împart în două mari clase: *sincrone* și *asincrone*. Mașina sincronă se caracterizează prin faptul că în regim permanent frecvența curentului schimbat cu rețeaua de curent alternativ se află în raport constant cu viteza unghiulară de rotație a mașinii, indiferent de gradul de încărcare al mașinii. Mașina asincronă se caracterizează printr-o viteză unghiulară care nu se menține în raport constant cu frecvența rețelei electrice, ci variază odată cu schimbarea regimului de funcționare sau cu modificarea gradului de încărcare.

De regulă, în categoria mașinilor electrice se introduce și *transformatorul electric*, care nu este o mașină electrică, căci nu are nici o piesă în mișcare. Totuși principiul de funcționare și alte aspecte teoretice ale transformatorului sînt comune cu cele ale mașinilor de curent alternativ. Transformatorul electric este un aparat care transformă parametrii (în general, tensiunea și curentul, alteori frecvența, numărul de faze) energiei electrice de curent alternativ.

În transformarea energetică realizată de o mașină electrică este imposibil de evitat pierderea în interiorul mașinii a unei părți din puterea absorbită. Aceste pierderi de putere sînt de mai multe feluri:

— *pierderi mecanice* P_m și anume, pierderi prin frecări în lagăre, frecări ale rotorului mașinii cu aerul, inclusiv pierderi datorate ventilatorului de

răcire a mașinii; aceste pierderi sînt cu atît mai mari cu cît viteza unghiulară este mai mare;

— *pierderi în înfășurări prin efect Joule* P_J atunci cînd înfășurările sînt parcurse de curent; aceste pierderi includ și pe acelea tot prin efect Joule în conductoarele de legături interioare ale mașinii și în reostatele de reglare; aceste pierderi depind de pătratul curenților din diferitele circuite ale mașinii;

— *pierderi în fier* P_{Fe}, datorite fenomenului de histerezis și curenților turbionari (Foucault) în diferite piese feromagnetice ale mașinii, atunci cînd acestea sînt supuse unor cîmpuri magnetice variabile; aceste pierderi depind de valoarea maximă a inducției magnetice și de frecvența de variație periodică a acesteia.

Datorită existenței acestor pierderi, randamentul mașinilor electrice este totdeauna subunitar. Prin definiție, *randamentul* unei mașini este raportul dintre puterea utilă P_2 cedată în exterior și puterea totală P_1 absorbită

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma P} = \frac{P_1 - \Sigma P}{P_1}, \tag{1.1}$$

în care: $\Sigma P = P_m + P_J + P_{Fe}$.

Randamentul mașinii variază odată cu puterea P_2 cedată în exterior. Pentru exploatare are o deosebită importanță caracteristica $\eta = f(P_2)$, a cărei alură este redată în figura 1.2. De obicei, randamentul atinge o valoare maximă pentru aproximativ (0,5 . . .0,75) P_{2N} (P_{2N} fiind puterea utilă nominală a mașinii stabilită de către fabrica constructoare). Datele statistice arată că probabilitatea funcționării în plină sarcină P_{2N} este mai redusă decît aceea a funcționării la jumătate pînă la trei sferturi din sarcina P_{2N} și de aceea este indicat ca randamentul să fie maxim la sarcina la care mașina funcționează mai mult timp.

Randamentul mașinilor electrice este variabil de la mașină la mașină. La mașinile de foarte mare putere, de ordinul zecilor sau sutelor de mii kilowați, randamentul maxim poate atinge 0,93—0,96; la mașinile de puteri utile 1—10 kW, randamentul maxim este de ordinul 0,75—0,85, iar la mașini foarte mici, de ordinul 1—100 W, randamentul maxim scade la 0,10—0,50.

Pierderile din interiorul mașinii electrice se transformă în timp în căldură, sub acțiunea căreia diferitele părți ale mașinii se încălzesc peste temperatura mediului ambiant. La începutul funcționării mașinii în sarcină are loc un proces termic tranzitoriu, în decursul căruia numai o parte din căldura provenită din pierderi este cedată prin convecție și radiație mediului înconjurător, iar cealaltă parte produce ridicarea temperaturii diferitelor părți ale mașinii. Pe măsura creșterii acestei temperaturi se intensifică și transmisia căldurii în mediul înconjurător. La o anumită temperatură a înfășurărilor, a fierului rotoric și a altor părți constructive, în ipoteza menținerii constante a sarcinii mașinii și deci a pierde-

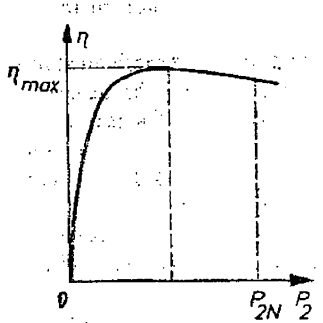


Fig. 1.2

rilor, întreaga căldură corespunzătoare pierderilor se transmite mediului ambiant, iar temperatura diferitelor părți constructive devine staționară.

O creștere simțitoare a temperaturii înfășurărilor sau a altor părți constructive se repercutează asupra materialelor izolante utilizate în mașină, întrucît acestea își pierd treptat calitățile spre temperaturi ridicate. Pe de altă parte, prin creșterea excesivă a temperaturii, pot interveni defecțiuni de ordin mecanic, ca : deformarea anumitor piese, griparea lagărelor sau a rulmenților.

Nu trebuie totuși să tragem concluzia că trebuie construite mașini electrice care să se încălzească relativ puțin în sarcină. A construi astfel de mașini nu este deloc greu, însă în acest caz s-ar consuma o mare cantitate de materiale, mașina ar deveni relativ voluminoasă, greoaie și scumpă, iar izolația ar fi puțin solicitată din punct de vedere termic și ar avea o mare durată de funcționare, pînă la „îmbătrînire". Dimpotrivă, cu cît admitem o temperatură mai înaltă de funcționare, se pot construi mașini mai ușoare, mai puțin voluminoase, mai ieftine, dar a căror durată de funcționare va fi mai scurtă, fiindcă izolația ar îmbătrîni mai repede datorită solicitării termice mai intense. Soluția justă din punct de vedere economic se află între cele două situații extreme prezentate mai sus.

Durata de funcționare a izolației t_{iz} depinde de calitățile materialelor izolante în construcția mașinii și de temperatura θ la care funcționează izolația timp îndelungat, funcția $t_{iz} = f(\theta)$ avînd următoarea expresie, dedusă empiric :

$$t_{iz} = Ce^{-0,077\,\theta},$$

în care C este o constantă. Din această relație rezultă că orice creștere cu 9°C a temperaturii de funcționare a izolației mașinii conduce la reducerea la jumătate a duratei de funcționare a mașinii (a „vieții" mașinii).

În general, viața unei mașini se consideră normală dacă se întinde pe un interval de 15—20 de ani.

Pentru ca bumbacul, întrebuințat în izolarea conductoarelor din care se realizează, de exemplu, unele înfășurări, să-și mențină calitățile de izolant timp de 15—20 de ani, el trebuie să nu fie solicitat la temperaturi mai mari de 90—95°C. Dacă mașina respectivă este încărcată peste limita prescrisă de putere, pierderile vor fi mai mari, căldura dezvoltată în înfășurare va fi mai mare și, de asemenea, temperatura de funcționare a bumbacului, iar viața mașinii se va reduce simțitor. Pentru $\theta = 150$°C, viața bumbacului se reduce la o lună și jumătate, iar dacă $\theta = 200$°C, bumbacul s-ar arde în cîteva ore, scoțînd mașina din funcțiune.

Corespunzător temperaturii limită admisibilă legată de asigurarea unei vieți a mașinii de 15—20 de ani, materialele izolante se împart în mai multe clase de izolație. Astfel, în clasa de izolație Y se cuprind materialele ca : bumbacul, mătasea sau hîrtia, fără a fi impregnate sau introduse în lichide electroizolante, care admit o temperatură limită de 90°C ; în clasa de izolație A intră materialele ca : bumbacul, mătasea naturală, prespanul, impregnate, care admit o temperatură limită de 105°C, conform normelor internaționale CEI. În clasa de izolație E intră materiale ca : rășinile epoxidice, polivinilul, care admit o temperatură limită de 120°C. Prin progresele înregistrate în ultimii ani în producția de materiale izolante s-au putut utiliza materiale cu mare stabilitate a proprietăților izolante la temperaturi limită mult mai ridicate, ajungîndu-se la 130°C (clasa B), 155°C (clasa F), 180°C (clasa H) sau peste 180°C (clasa C), materialele fiind bazate pe mică, fibre de sticlă, azbest cu compounduri de impregnare. Cu aceste materiale se construiesc mașini mai ușoare și cu dimensiuni de gabarit mult mai mici decît cele cu izolație clasa A.

Prin temperatură limită admisibilă la o clasă dată de izolație se înțelege temperatura θ a punctului celui mai încălzit al materialului respectiv, care în regim îndelungat de funcționare asigură o durată de funcționare a mașinii în limitele amintite mai sus. Temperatura limită θ a materialului izolant are două componente :

— temperatura limită admisibilă θ_0 a mediului ambiant ;

— temperatura maximă admisibilă θ_r a materialului în raport cu mediul ambiant,

$$\theta = \theta_0 + \theta_r.$$

Conform STAS, pentru țara noastră, temperatura limită admisibilă a mediului ambiant se ia $\theta_0 = 40°C$ pentru instalații electrice situate sub 1 000 m înălțime față de nivelul mării. Încălzirea admisibilă pentru materialele izolante din clasa A rezultă a fi $\theta_r = 65°C$, iar pentru cele din clasa B, $\theta_r = 90°C$.

Evident că, în condiții de pierderi egale, o mașină electrică se va încălzi cu atît mai puțin cu cît mai bune vor fi condițiile de răcire, de cedare a căldurii produse mediului ambiant. De aceea, problema duratei de funcționare a mașinii electrice este strîns legată de problema răcirii ei și în particular de problema ventilației. În ultima vreme, aceste probleme au căpătat o deosebită importanță. Cu cît ventilația, și implicit răcirea, vor fi mai intense, la aceleași temperaturi limită de funcționare a izolației, cu atît mașina poate evacua pierderi mai mari. Este deci posibilă utilizarea într-o măsură mai mare a materialelor active ale mașinii, raportul între greutatea mașinii și puterea ei maximă admisibilă scăzînd simțitor.

După modul de răcire deosebim mai multe tipuri de mașini electrice:

— *mașini cu răcire naturală*, în care nu există nici un mijloc special de intensificare a cedării de căldură; în ultima vreme răcirea naturală este întrebuințată numai la mașinile mici;

— *mașini cu autoventilare*, în care se utilizează ventilatoare cuplate pe același ax cu rotorul mașinii; ventilatorul trage aerul mai rece din mediul înconjurător și creează în interiorul mașinii curenți de aer care spală părțile încălzite ale mașinii și intensifică simțitor procesul de cedare prin convecție a căldurii;

— *mașini cu răcire exterioară*, care se întrebuințează atunci cînd mediul înconjurător conține gaze explozive sau vapori nocivi pentru izolația mașinii, iar mașina trebuie să fie complet închisă, adică construită astfel încît aerul înconjurător să nu poată pătrunde în interior; în acest caz, cedarea de căldură se realizează numai prin suprafața exterioară a mașinii; răcirea devine mult mai intensă dacă suprafața exterioară este ventilată cu ajutorul unui ventilator;

— *mașini cu ventilație independentă* în care mediul de răcire este introdus în interiorul mașinii printr-o instalație de ventilație acționată independent de mașina respectivă; o asemenea ventilație se poate face cu ajutorul unui circuit deschis sau circuit închis de aer, apă sau hidrogen și se întrebuințează numai la mașini de puteri mari.

1.3. Alegerea mașinilor electrice în funcție de condițiile de exploatare

Prin condiții de exploatare se înțelege o sumă de situații în care se poate găsi o mașină electrică în timpul utilizării ei. Aceste situații pot influența buna funcționare a mașinii electrice. Ca urmare, la alegerea unei mașini electrice trebuie să se țină seama de condițiile în care aceasta va funcționa în exploatare.

O mașină electrică bine aleasă din punct de vedere al parametrilor electrici și mecanici poate fi pusă în situații diferite de funcționare de următorii factori: serviciul de funcționare, altitudinea locului de montare, temperatura mediului ambiant, poziția de funcționare, solicitările în perioada de pornire, suprasarcini în timpul funcționării, scopul funcțional. Se vor prezenta cîteva detalii referitoare la unii din factorii sus-menționați.

1.3.1. Serviciul de funcționare

Prin normele CEI 34-1 din 1969 și STAS 1893-72 s-au introdus noțiunile de *regim*, *serviciu* și *serviciu tip* referitoare la funcționarea unei mașini electrice.

Regimul este definit prin ansamblul mărimilor electrice și mecanice care caracterizează funcționarea unei mașini la un moment dat. *Regimul nominal* definește funcționarea unei mașini în condiții specificate, mărimile electrice și mecanice luînd valorile indicate de constructor pe plăcuța de date a mașinii. Prin *valoare nominală* a unei mărimi funcționale oarecare se înțelege valoarea particulară care intră în definiția regimului nominal. *Regimul de mers în gol* corespunde funcționării mașinii cu viteza corespunzătoare regimului nominal, fără însă a furniza putere utilă. *Regimul de repaus* înseamnă absența completă a oricărei alimentări cu energie electrică, a oricărei acționări mecanice, a oricărei mișcări.

Serviciul este definit prin durata și ordinea de succesiune a unor regimuri bine specificate. Prin *serviciul tip* se înțelege un serviciu convențional corespunzînd unuia sau mai multor regimuri constante pe durate specificate. *Serviciul nominal* corespunde acelui serviciu tip pentru care mașina a fost construită și este indicat pe plăcuța mașinii.

Serviciile tip ale mașinilor electrice au fost limitate la opt și ele sînt strîns legate de regimul termic al mașinii.

Serviciul continuu (S1) corespunde funcționării mașinii într-un regim constant cu o durată suficientă pentru ca echilibrul termic să fie atins (fig. 1.3).

Pentru serviciul nominal tip S1, durata de menținere a sarcinii nominale este nelimitată.

Serviciul de scurtă durată (S2) corespunde funcționării mașinii în regim constant un timp determinat, mai mic decît cel necesar pentru atingerea echilibrului termic, urmat de un repaus cu o durată suficientă pentru ca mașina să revină la temperatura mediului de răcire, cu o eroare de 2°C (fig. 1.4).

Pentru serviciul nominal tip corespunzător serviciului tip S2, durata de menținere a sarcinii este 10; 30; 60; 90 min. Adesea, prin înțelegere între producător și beneficiar, se pot stabili și alte durate de menținere a sarcinii.

Serviciul intermitent periodic (S3) corespunde funcționării mașinii într-un serviciu compus dintr-o succesiune de cicluri identice, fiecare conținînd un timp de funcționare la un regim constant și un timp de repaus (fig. 1.5), astfel încît în cursul fiecăruia dintre ele curentul de pornire nu influențează

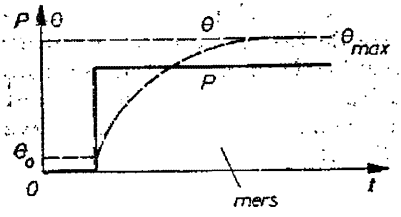


Fig. 1.3

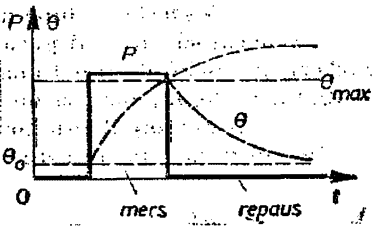


Fig. 1.4

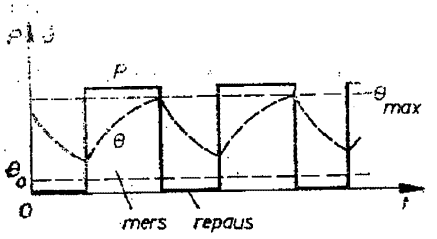


Fig. 1.5

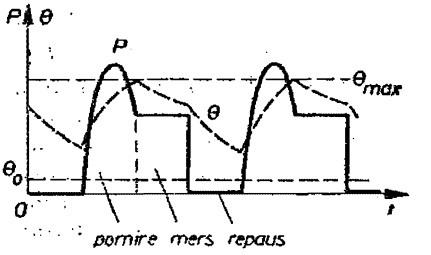


Fig. 1.6

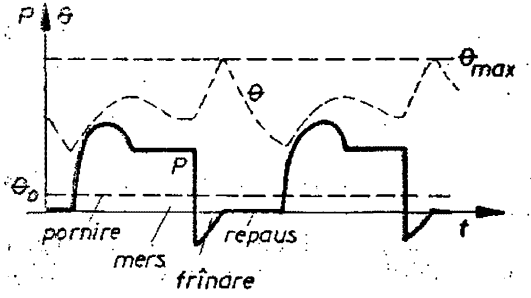


Fig. 1.7

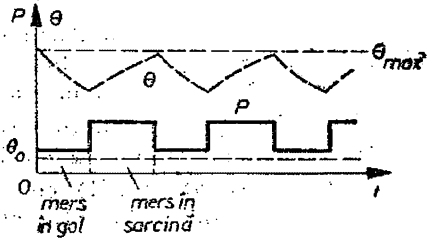


Fig. 1.8

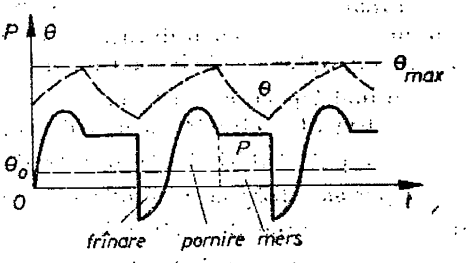


Fig. 1.9

încălzirea într-un mod deosebit (căldura degajată în înfășurarea indusului în timpul unei porniri nu depășește 10% din căldura totală degajată de mașină în timpul unui ciclu).

Pentru serviciul nominal tip corespunzător serviciului tip S3, durata ciclului este de 10 min, dacă nu se dau alte indicații, iar durata de menținere a sarcinii este de 15 ; 25 ; 40 ; 60% din durata ciclului. Durata de menținere a sarcinii raportată la durata ciclului și exprimată în procente se mai numește și *durată activă relativă de lucru*, notată cu DA.

Serviciul intermitent periodic cu durată de pornire (S4) corespunde funcționării mașinii într-un serviciu compus dintr-o succesiune de cicluri identice (fig. 1.6), fiecare cuprinzînd un timp apreciabil de pornire, un timp de funcționare la regim constant și un timp de repaus (căldura degajată în înfășurarea indusului în timpul unei porniri depășește 10% din căldura totală degajată de mașină în timpul unui ciclu).

Pentru serviciul nominal tip corespunzător serviciului tip S4 durata ciclului este de 10 min, dacă nu se dau alte indicații, iar durata de menținere a sarcinii este de 15 ; 25 ; 40 sau 60% din durata ciclului.

Serviciul intermitent periodic cu durată de pornire și de frînare electrică (S5) diferă de regimul precedent prin aceea că fiecare perioadă de funcționare se termină nu prin simpla deconectare a mașinii, ci și prin frînarea electrică a acesteia (fig. 1.7).

Independent de modul frînării electrice, aceasta este inevitabil legată de o degajare suplimentară de căldură în mașină.

Valorile duratei active relative de funcționare DA și ale numărului de porniri pe oră pentru acest serviciu sînt aceleași ca și la serviciul intermitent periodic precedent S4 (fără frînare).

Serviciul neîntrerupt cu sarcină intermitentă periodică (S6) corespunde funcționării mașinii într-un serviciu compus dintr-o succesiune de cicluri identice, conținînd cîte un timp de funcționare în regim constant și un timp de funcționare în gol. Nu există repaus, așa cum se vede în figura 1.8.

Pentru serviciul nominal tip corespunzător serviciului S6, durata ciclului este de 10 min, dacă nu se dau alte indicații ; durata de menținere a sarcinii este de 15 ; 25 ; 40 sau 60% din durata ciclului.

În acest serviciu, duratele de menținere a sarcinii și cele de mers în gol nu sînt suficient de lungi pentru ca încălzirea părților mașinii, la o temperatură constantă a mediului de răcire, să poată atinge valori practic stabilizate.

Serviciul neîntrerupt cu durate de pornire și de frînare electrică periodice (S7) corespunde funcționării mașinii într-un serviciu compus dintr-o succesiune de cicluri identice, conținînd cîte un timp de pornire, un timp de funcționare în regim constant și un timp de frînare electrică. Nu există timp de repaus, cum se vede în figura 1.9.

Pentru serviciul nominal tip corespunzător serviciului S7, durata ciclului este de 10 min, dacă nu se dau alte indicații ; durata de menținere a sarcinii este de 15 ; 25 ; 40 sau 60% din durata ciclului, iar factorul de inerție are o valoare precizată.

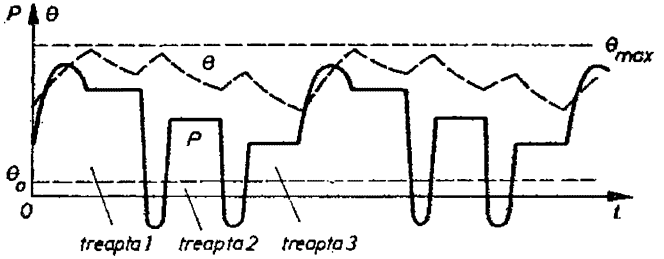


Fig. 1.10

Duratele de menținere a sarcinii sînt insuficiente pentru atingerea echilibrului termic în cursul unui ciclu. Numărul de cicluri pe oră, cînd se aleg alte durate de menținere a sarcinii, trebuie să aibă una din valorile: 60; 90; 120 ; 240 ; 360 ; 480 ; 600. Pentru mai mult de 600 de cicluri pe oră, este necesară înțelegerea între producător și beneficiar.

Serviciul neîntrerupt cu modificare periodică de turație (S8) constă din cicluri ce alternează permanent, fiecare fiind la rîndul său compus din două sau mai multe perioade de funcționare de viteză de rotație diferită și cu sarcini constante diferite, corespunzătoare acestora, așa cum se vede în figura 1.10.

În acest caz, fiecare trecere de la o viteză de rotație mai mare la una mai mică este însoțită de pierderi prin frînare electrică, iar de la o viteză mai mică la una mai mare — de pierderi prin accelerare, care influențează încălzirea părților componente ale mașinii.

Acest regim de funcționare se caracterizează prin numărul de cicluri complete pe oră (pentru care au fost stabilite valorile normale de 60 ; 90 ; 120 ; 240 ; 360 ; 480 ; 600), și prin durata sarcinii la fiecare dintre vitezele de rotație (care nu este normată și trebuie stabilită prin înțelegere între furnizor și beneficiar).

În toate serviciile de mai sus, temperatura θ_{max} nu trebuie să depășească temperatura limită θ a clasei de izolație a materialelor utilizate în construcția mașinii.

1.3.2. Altitudinea locului de montare în exploatare

Altitudinea pentru care se dimensionează mașinile electrice corespunde STAS 1893-72 și este de maximum 1 000 m deasupra nivelului mării.

Este necesară această limitare, deoarece pe măsură ce altitudinea crește, presiunea aerului scade și mașina electrică tinde să se încălzească mai mult la aceeași putere nominală (ca urmare a rarefierii aerului), ceea ce determină înrăutățirea condițiilor de răcire. Această creștere a încălzirii (supratemperaturii) mașinii electrice este de aproximativ 0,5°C la 100 m majorare a altitudinii locului de montaj (se consideră aceeași temperatură ambiantă pentru care a fost garantată mașina la 1 000 m altitudine).

1.3.3. Temperatura mediului ambiant

Toate mașinile electrice normale sînt dimensionate pentru a asigura parametrii nominali la o temperatură a mediului ambiant de maximum +40°C, adică temperatura aerului sau a mediului de răcire a mașinii electrice să nu depășească +40°C.

În cazul folosirii apei ca mijloc de răcire, aceasta nu trebuie să depășească +25°C la o mașină normală.

Orice depășire a temperaturii mediului ambiant conduce la realizarea unei mașini speciale sau, în cazul utilizării unei mașini normale, aceasta va trebui aleasă de comun acord cu întreprinderea producătoare respectivă.

Dacă montarea mașinii electrice se face într-un spațiu prea mic sau în condiții în care ventilația mașinii este obturată parțial sau total, deși temperatura mediului ambiant (aer) nu depășește +40°C, se va alege o mașină specială de comun acord cu întreprinderea producătoare.

1.3.4. Natura mediului ambiant și protecțiile necesare

În funcție de condițiile mediului ambiant normal, exploziv, cu vapori de acizi, sau climat special, tipurile constructive de mașini electrice se realizează cu grade de protecție corespunzătoare acestor condiții.

Un prim factor de mediu ambiant este climatul.

La alegerea mașinilor electrice se iau în considerare climatele *temperat*, *tropical umed* și *tropical arid* (uscat).

Standardele fixează drept mediu de bază mediul determinat de climatul temperat. Acest mediu se numește *mediu tehnic normal.*

Pentru mediul tehnic normal, STAS 625-71 stabilește gradele normale de protecție pentru mașini rotative, iar STAS 5680-71 pentru transformatoare.

Pentru alte medii ambiante determinate de prezența gazelor, vaporilor sau pulberilor explozive, de amestecul din elementele de mai sus între ele sau cu aerul, de vapori corosivi etc., mașinile electrice se construiesc în mod special pe baza unor condiții tehnice speciale înscrise în caietele de sarcini sau standarde.

Astfel, în România prin STAS-urile 6877/1,2-73 ; 6877/3...7-74 ; 6877/9-76 și 6877/10-76 se stabilesc condițiile tehnice pentru construcția și încercarea echipamentelor electrice destinate a funcționa în medii explozive și grizutoase.

Climatul tropical obligă luarea unor măsuri în plus, privind protecția pieselor componente ale mașinilor electrice și înfășurărilor, împotriva coroziunii, acțiunii bacteriilor, termitelor, variației de temperatură și umiditate.

Mașinile electrice rotative și transformatoarele electrice se construiesc cu diferite tipuri de protecție mecanică, față de pătrunderea în interiorul lor a corpurilor solide străine și a apei, cum și față de atingerea părților lor active sub tensiune, spre a li se putea asigura o exploatare corespunzătoare locului și scopului pentru care au fost construite.

Notarea unitară a tipurilor de protecție mecanică în România este reglementată prin STAS 5325-70. Protecția este definită de ansamblul măsurilor luate pentru a permite mașinii electrice respective de a funcționa corespunzător în condiții date și pentru a asigura securitatea persoanelor care o deservesc.

1.4. Motoare electrice. Caracteristici mecanice

Orice motor, indiferent de principiul său de funcționare, electric sau nu, prezintă în regim staționar o anumită dependență între viteza unghiulară Ω și cuplul dezvoltat M, $\Omega = f(M)$. Această caracteristică determină prin alura sa domeniul de utilizare al motorului și permite clasificarea motoarelor în mai multe categorii:

— *motoare cu caracteristică mecanică rigidă*, la care viteza unghiulară este constantă, independentă de cuplul dezvoltat, atîta timp cît acesta variază între anumite limite (figura 1.11, *a*, curba *1*); de exemplu, motorul sincron;

— *motoare cu caracteristică mecanică dură* (sau *derivație* sau *tare*), la care viteza scade foarte puțin și practic liniar pe măsură ce cuplul dezvoltat crește; de exemplu, motorul de curent continuu cu excitație derivație sau independentă, motorul asincron trifazat, motorul Diesel (fig. 1.11, *a*, curba *2*);

— *motoare cu caracteristică mecanică elastică* (sau *serie* sau *moale*), la care viteza unghiulară înregistrează scăderi importante cînd cuplul crește (fig. 1.11, *a*, curba *3*); de exemplu, motorul de curent continuu sau motorul cu aburi cu piston.

Există motoare electrice ale căror caracteristici mecanice nu pot fi plasate în nici una din categoriile mai sus enumerate, ceea ce însă nu micșorează importanța practică a clasificării precedente.

La fiecare tip de motor ce va fi studiat, în cele ce urmează, se va da o atenție deosebită prezentării caracteristicii mecanice.

Atragem atenția asupra faptului că în unele sisteme de acționări mașina electrică își poate schimba sensul cuplului electromagnetic dezvoltat în raport

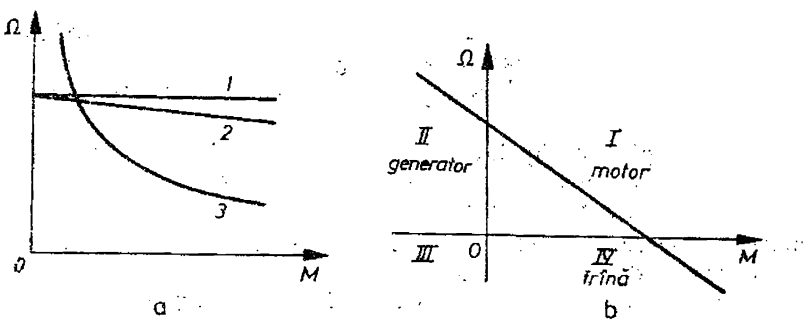


Fig. 1.11

cu sensul vitezei unghiulare în decursul unuia sau aceluiași proces tranzitoriu, mașina nemaifiind motor, ci generator sau frînă. Astfel, dacă se consideră caracteristica mecanică din figura 1.11, *b* se observă că ea poate asigura funcționarea mașinii în trei cadrane ale planului Ω, M : în primul cadran mașina este motor, în al doilea cadran este generator și în al patrulea cadran frînă propriu-zisă.

1.5. Mașini de lucru. Caracteristici mecanice

Diferitele mașini de lucru prezintă caracteristici mecanice destul de deosebite. În cele ce urmează vom da cîteva detalii în legătură cu aceste caracteristici. Vom face o oarecare sistematizare și vom idealiza întrucîtva datele reale.

În figura 1.12 se prezintă o caracteristică mecanică în care cuplul rezistent m_s nu variază în funcție de viteza unghiulară (curba cu linie plină groasă). O asemenea caracteristică se întîlnește la instalațiile de ridicat, la ascensoarele de mină cu cablu echilibrat, la benzile transportoare cu încărcătură uniformă, la pompele și compresoarele cu piston (dacă se face abstracție de componenta alternativă periodică a cuplului), strungurile cu șpan și diametru invariabile. Puterea mecanică $p = m_s\Omega$ variază la aceste mașini de lucru direct proporțional cu viteza unghiulară (curba cu linie întreruptă în fig. 1.12).

Alte mașini de lucru prezintă cupluri de sarcină variind proporțional cu Ω, asemenea cupluri fiind caracteristice *frecărilor vîscoase*. Printre aceste mașini putem cita calandrele pentru prelucrarea hîrtiei sau din industria textilă, mașinile de prelucrat mase plastice, frînele electromagnetice cu curenți turbionari, generatoarele de curent continuu cu rezistență constantă de sarcină. În figura 1.13 s-a reprezentat cu linie plină groasă caracteristica mecanică, iar cu linie întreruptă parabola puterii mecanice corespunzătoare unor asemenea mașini de lucru.

Se pot distinge și mașini de lucru cu caracteristici mecanice parabolice (fig. 1.14), în care cuplul de sarcină variază direct proporțional cu pătratul vitezei unghiulare, iar puterea mecanică absorbită cu cubul vitezei. Asemenea

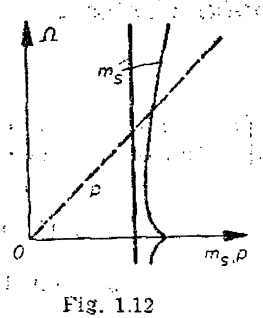


Fig. 1.12

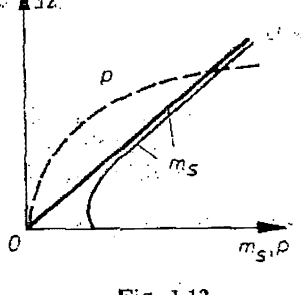


Fig. 1.13

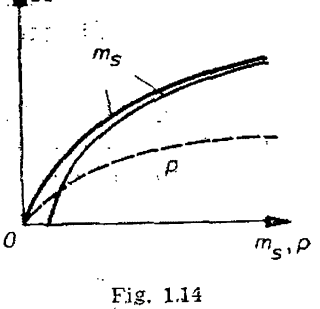


Fig. 1.14

situație se întîlnește la pompele centrifuge, ventilatoare și suflante, elicele propulsoare ale navelor maritime și fluviale.

În mod frecvent, caracteristicile mecanice de sarcină nu apar în realitate atît de ușor reprezentabile prin funcții matematice simple. De cele mai multe ori la cuplul de sarcină prezentat mai sus se adaugă un mai mult sau mai puțin important cuplu de *frecări statice sau uscate* (*coulombiene*), independente de viteză. Aceste frecări statice modifică în mod substanțial caracteristica mecanică de sarcină, în domeniul vitezelor scăzute. Pentru pornirea mașinii de lucru este necesară învingerea acestui cuplu inițial, denumit uneori „cuplu de înțepenire". În figurile 1.12, 1.13, 1.14 s-au reprezentat cu linie plină mai subțire caracteristicile mecanice care iau în considerație și aceste cupluri de frecări uscate.

În unele acționări electrice cuplul de sarcină poate depinde nu numai de viteza unghiulară Ω, ci și de unghiul de poziție al arborelui sarcinii. Astfel, la compresoarele cu piston, la viteză unghiulară medie constantă, cuplul este variabil periodic în funcție de unghiul de poziție al arborelui, de care depinde evident poziția pistonului în cilindrul compresorului. O dependență analoagă a cuplului de sarcină se regăsește la pompe, ferăstraie mecanice, foarfeci de metal, ciocane, mașini de ștanțat sau presat, pompe de adîncime pentru petrol etc.

În alte cazuri cuplul rezistent depinde, la viteză unghiulară dată, de parcurs, de drum, cum ar fi situația la locomotive și tramvaie electrice ori troleibuze. Același lucru se petrece la ascensoarele de mină cu cablu neechilibrat (pe măsură ce cablul se înfășoară pe tambur, cuplul scade, greutatea cablului reducîndu-se).

În sfîrșit, vrem să atragem din nou atenția că în unele situații cuplurile de sarcină ale mașinilor de lucru pot deveni, din rezistente, active, ca în cazul mașinilor de ridicat (dacă cuplul de sarcină depășește cuplul motorului de acționare, sensul de rotație se modifică), al locomotivelor electrice (la urcare cuplul de sarcină corespunzător forțelor gravitaționale este rezistent în timp ce, la coborîre, același cuplu al forțelor gravitaționale devine activ), al compresoarelor și al unor pompe în caz de contrapresiune (dacă compresorul debitează într-un rezervor de aer comprimat, apare contrapresiune pe fața activă a pistonului ; la forță de împingere redusă, forța generată de contrapresiune poate răsturna mișcarea pistonului).

1.6. Regimul staționar al sistemelor de acționări electrice. Stabilitatea statică

Orice sistem de acționare cuprinde un motor și o mașină de lucru, fiecare avînd propria caracteristică mecanică valabilă în regim staționar și ambele ascultînd în regim dinamic de ecuația diferențială

$$m - m_s = J\frac{d\Omega}{dt}, \tag{1.1}$$

în care m reprezintă cuplul activ, m_s — cuplul rezistent, J — momentul total de inerție, iar Ω — viteza unghiulară.

S-a presupus că motorul și mașina de lucru sînt cuplate cap la cap (ipoteza aceasta este necesară doar pentru simplitatea studiului, concluziile obținute se pot generaliza și pentru cazul cuplării printr-un element oarecare de transmisie).

În regim staționar $\left(\frac{d\Omega}{dt} = 0\right)$ ecuația de mai sus a mișcării conduce la egalitatea cuplului motor M cu a cuplului rezistent M_s al mașinii de lucru, viteza fiind evident aceeași. Aceasta înseamnă că în planul (Ω, M), în care s-au trasat caracteristicile mecanice ale motorului și mașinii de lucru, regimul staționar corespunde punctului A de intersecție al celor două caracteristici (fig. 1.15, *a*).

De la bun început, în planul (Ω, M) trebuie delimitat domeniul admisibil de funcționare al sistemului de acționare. Acest domeniu reprezintă intersecția domeniilor respective admisibile ale motorului și mașinii de lucru considerate. Domeniile sînt limitate din considerente de rezistență mecanică (viteze și cupluri ce nu pot fi depășite, fără defectarea sau distrugerea mașinii) sau de solicitări termice (la anumite încărcări, pierderile exagerate de energie pot conduce la degradarea termică inadmisibilă a unor părți componente ale mașinilor), sau de cerințe ale procesului tehnologic (vezi fig. 1.15, *a*).

Pentru ca regimul staționar caracterizat prin punctul A să fie convenabil, el trebuie să îndeplinească două condiții:

— să fie în interiorul domeniului admisibil de funcționare a sistemului, altminteri trebuie ales alt motor cu altă caracteristică mecanică pentru mașina de lucru considerată;

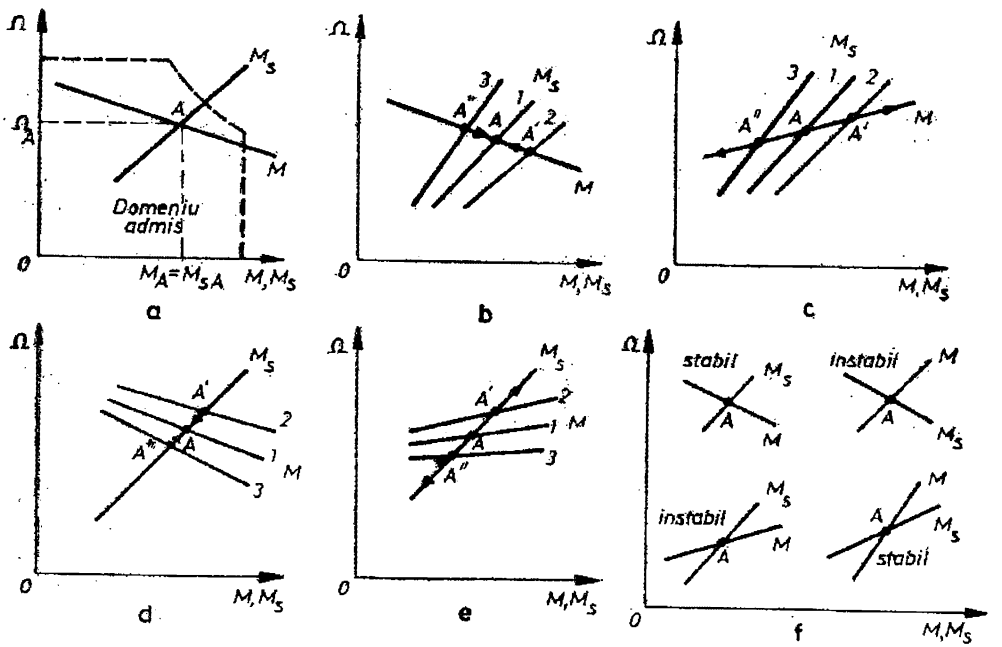


Fig. 1.15

— să corespundă unui regim stabil din punct de vedere static.

Prima condiție nu necesită explicații suplimentare. Vom da lămuriri suplimentare în legătură cu cea de a doua condiție.

Să presupunem că dintr-un motiv oarecare caracteristica mecanică a mașinii de lucru se modifică cu foarte puțin (la aceeași viteză cuplul rezistent crescînd), noua caracteristică fiind notată cu *2* în figura 1.15, *b*, cea inițială fiind notată cu *1*. Noul punct de funcționare în regim staționar este evident *A'*, situat în imediata apropiere a punctului inițial *A*. Dacă cauza care a produs modificarea caracteristicii mașinii de lucru dispare la un moment dat *t*, mașina de lucru revine la caracteristica *1*. Sistemul ar trebui să revină treptat în punctul *A*. Pentru cazul particular de caracteristici considerat în figura 1.15, *b*, această revenire are loc în fapt. Într-adevăr, la momentul *t* cînd mașina de lucru revine brusc la caracteristica inițială *1*, viteza unghiulară a sistemului este mai mică decît cea corespunzătoare punctului *A*, în care caz cuplul dezvoltat de motor depășește momentan cuplul rezistent al mașinii de lucru. În consecință, sistemul se accelerează. Viteza crește treptat, cuplul motor scade, iar cuplul rezistent crește.

Sistemul revine treptat în punctul *A* și rămîne în acest punct, deoarece cuplul motor devine din nou egal cu cel rezistent. În acest caz se spune că punctul *A* este stabil din punct de vedere static.

Dacă modificarea caracteristicii mașinii de lucru are loc în celălalt sens (la aceeași viteză, cuplul rezistent scăzînd întrucîtva ; vezi caracteristica *3* în fig. 1.15, *b*), o analiză similară conduce la aceeași concluzie că punctul *A* este stabil.

Dar nu întotdeauna un sistem de acționare este stabil. În figura 1.15, *c* s-a luat în considerare un motor electric cu altă pantă a caracteristicii mecanice, mașina de lucru rămînînd aceeași. Să considerăm regimul staționar caracterizat de punctul de intersecție *A* între caracteristica mecanică *1* a mașinii de lucru și caracteristica motorului. Dacă dintr-o cauză oarecare mașina de lucru își modifică caracteristica cu foarte puțin, noua caracteristică notată *2* în figura 1.15, *c*, duce la un punct de funcționare *A'* apropiat de *A*. Dacă în această situație cauza perturbatoare dispare și mașina de lucru revine la caracteristica mecanică *1*, sistemul nu mai revine în punctul *A*. Într-adevăr, în prima clipă după dispariția cauzei perturbatoare, sistemul se află în punctul *A'*, pentru care cuplul motor este mai mare decît cuplul rezistent corespunzător pe caracteristica *1* la aceeași viteză. În consecință, sistemul accelerează, viteza crește, iar cuplul motor crește mai repede decît cuplul rezistent. Nu mai poate fi vorba de atingerea unui regim staționar. Viteza va crește punînd în pericol sistemul.

În situația din figura 1.15, *c*, dacă mașina de lucru își schimbă caracteristica datorită unei cauze perturbatoare în sens opus cazului precedent, noua caracteristică fiind notată *3* în figură, analiza arată că, de asemenea, revenirea în punctul *A* nu mai este posibilă la dispariția perturbației. Viteza va scădea în mod treptat, aducînd sistemul din nou într-o situație de avarie.

Perturbațiile pot apărea și pe partea motorului electric (fig. 1.15, *d*, *e*). Analiza stabilității statice în jurul punctului de funcționare *A* se face în mod similar celor prezentate mai sus.

Din cele expuse rezultă că stabilitatea statică a sistemului de acționare într-un regim staționar de funcționare depinde esențial de pantele caracteristicilor mecanice ale motorului și mașinii de lucru în punctul A de intersecție. Se poate formula un criteriu general de stabilitate statică, pornind de la remarca următoare: dacă dintr-o cauză oarecare sistemul este scos din punctul A și viteza crește întrucîtva, pentru ca sistemul să revină în A la dispariția perturbației trebuie ca viteza să se micșoreze, adică cuplul rezistent să depășească cuplul motor, ceea ce înseamnă că

$$\left(\frac{dM_s}{d\Omega}\right)_A > \left(\frac{dM}{d\Omega}\right)_A. \tag{1.2}$$

Cu alte cuvinte, *pentru ca într-un regim permanent A să fie asigurată stabilitatea statică, trebuie ca panta caracteristicii mecanice a mașinii de lucru în punctul A să fie mai mare decît panta caracteristicii motorului în același punct.*

Cele patru situații posibile privind pozițiile relative ale caracteristicilor mecanice ale motorului și mașinii de lucru sînt redate în figura 1.15, *f*, cu specificarea dacă se asigură sau nu stabilitate statică.

Exemple concrete de aplicare a condiției de stabilitate statice vor fi date ulterior cu ocazia studiului diferitelor tipuri de mașini electrice.

Majoritatea sistemelor de acționări funcționează într-un singur regim staționar A. Cu alte cuvinte, caracteristicile mecanice ale motorului și mașinii de lucru nu se modifică ; procesul tehnologic nu necesită mai multe puncte de funcționare în regim staționar.

Există însă și multe sisteme de acționări care sînt solicitate de procesul tehnologic să realizeze mai multe puncte de funcționare, uneori discrete, alteori acoperind un întreg domeniu din planul (Ω, M). În aceste cazuri se pune problema modificării caracteristicilor mecanice $\Omega = f(M)$; respectiv $\Omega = f(M_s)$. Pentru aceasta se utilizează trei procedee :

— Se modifică prin mijloace externe caracteristica mașinii de lucru, dar se păstrează neschimbată caracteristica motorului (fig. 1.16, *a*) ; locul geometric al punctelor A de funcționare coincide evident cu caracteristica mecanică a motorului ; de exemplu, sistemul de acționare al unui strung simplu cînd se strunjesc piese diferite la aproximativ aceeași viteză ;

— Se modifică prin mijloace externe caracteristica motorului, păstrîndu-se caracteristica mașinii de lucru (fig. 1.16, *b*), în care caz locul geometric

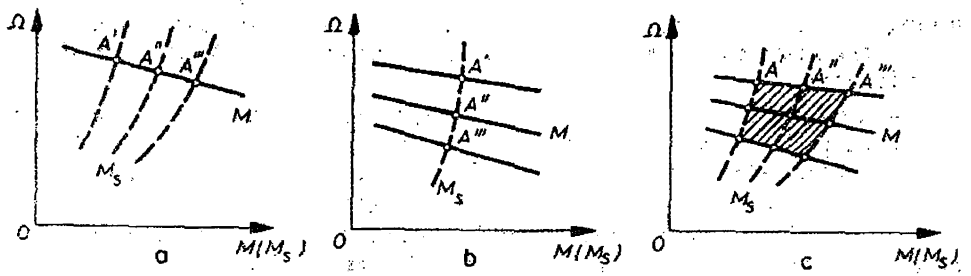


Fig. 1.16

al punctului de funcționare A se suprapune cu caracteristica mașinii de lucru ; de exemplu, sistemul de acționare al unei macarale, cînd se ridică una și aceeași greutate cu diferite viteze ;

— Se modifică pe cale externă și cu mijloace tehnice adecvate ambele caracteristici mecanice, locul geometric al punctului A de funcționare fiind acum un domeniu (hașurat în fig. 1.16, *c*), de exemplu, sistemul de acționare al unei locomotive electrice.

Procedeul prin care se modifică caracteristica mecanică a motorului este denumit *reglarea vitezei motorului* și în studiul diferitelor tipuri de motoare vom da o atenție deosebită metodelor de reglare a vitezei.

În alegerea diferitelor procedee de modificare a caracteristicilor mecanice ale motoarelor și mașinilor electrice și îndeosebi în alegerea metodelor de reglarea vitezei motoarelor trebuie să se ia în considerare multe aspecte tehnice și economice, precum : complexitatea și costul aparaturii auxiliare, modificarea indicatorilor energetici ai sistemului, variația solicitărilor termice și mecanice, a ventilației etc.

1.7. Regimurile dinamice ale sistemelor de acționări

Modificarea în timp a punctului de funcționare al unui sistem de acționări, adică trecerea de la un regim de funcționare, la altul, reprezintă un fenomen dinamic. Fenomenele dinamice pot fi cauzate de perturbații, de defecțiuni sau avarii, precum și în mod voit, conform cerințelor unui proces tehnologic. Fenomenele dinamice din ultima categorie pot fi clasificate astfel :

— *pornirea*, adică trecerea sistemului de acționare din repaus într-un anumit regim staționar ;

— *oprirea*, adică operația inversă de trecere liberă dintr-un regim staționar în repaus, decelerarea avînd loc numai sub influența frecărilor naturale existente în sistem ;

— *frînarea* înseamnă o oprire a sistemului prin dezvoltarea unui cuplu suplimentar de decelerare, în general mult mai mare decît cel rezultat din frecările naturale ; cuplul suplimentar pentru frînare poate fi obținut pe diferite căi (mecanice, electrice, hidraulice, electromecanice etc.) ;

— *reversarea* sau inversarea sensului de rotație înseamnă trecerea de la un regim staționar de mișcare într-un sens la un regim staționar de sens opus ; reversarea înseamnă în esență o oprire sau frînare urmată de o pornire în sens invers ;

— *reglarea vitezei unghiulare*, adică modificarea caracteristicii mecanice a motorului de acționare pentru aceeași caracteristică a mașinii de lucru ; se trece astfel de la un regim staționar de o anumită viteză la un regim de altă viteză, conform cerințelor unui proces tehnologic ;

— *modificarea momentului de sarcină* adică a caracteristicii mecanice a mașinii de lucru pentru aceeași caracteristică a motorului de acționare, avînd drept rezultat trecerea într-un alt punct de funcționare.

Regimurile dinamice pot fi provocate și de perturbații sau avarii în sistemul de acționare ca de exemplu: variații ale tensiunii electrice de alimentare, scurtcircuite, întreruperea unor circuite (de exemplu, excitația unui motor de c.c.), intervenția unor dispozitive limitatoare (de cursă, de viteză), variații ale frecvenței rețelei de alimentare etc.

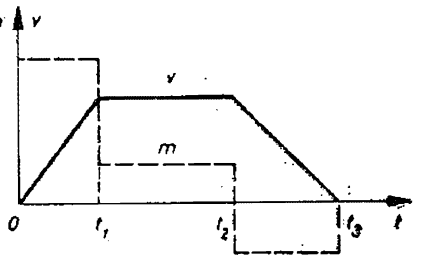


Fig. 1.17

Regimurile dinamice prezintă un interes deosebit din mai multe puncte de vedere, uneori contradictorii. Astfel, în procesele tehnologice timpii de pornire, frînare, reversare, pot avea un rol important în privința productivității unor instalații (de exemplu, laminoare sau tracțiune). Pe de altă parte, în procesele dinamice diferitele mărimi funcționale pot fi supuse unor restricții, ca de pildă:

— *restricții de accelerație*, deoarece accelerațiile mari pot provoca patinarea roților antrenate, apariția unor momente periculoase de torsiune la arborii intermediari sau eforturi de întindere în cabluri sau șocuri la persoane;

— *restricții de cuplu*, la mecanismele cu mari momente de inerție trebuie ca motorul să dezvolte cupluri foarte mari de pornire, chiar la accelerații mici, ceea ce ar putea depăși capacitatea motorului sau ar duce la supradimensionarea elementelor de transmisie;

— *restricții de viteză*, vitezele mari cauzînd forțe centrifuge periculoase pentru unele elemente;

— *restricții de cursă*, deplasarea unor mecanisme peste anumite limite putînd deteriora mașinile respective.

De obicei, la diferite mașini de lucru, în funcție de cerințele procesului tehnologic, se cunoaște modul cum variază în timp viteza unghiulară și cuplul rezistent. De exemplu, în figura 1.17 se redau funcțiile vitezei $v = f(t)$ și a cuplului $m = f(t)$ pentru o locomotivă. Pe intervalul $(0, t_1)$ locomotiva pleacă din repaus, cu accelerație constantă, deci viteza variind proporțional cu timpul. În intervalul (t_1, t_2) viteza este neschimbată, s-a atins regimul staționar, cuplul dezvoltat este redus doar la cuplurile de frecări din sistem. În intervalul (t_2, t_3), locomotiva este frînată pînă la oprire, fiind necesar un cuplu m de semn contrar, care asigură accelerație negativă constantă și viteză care scade liniar în timp. Caracteristicile $v = f(t)$ și $m_s = f(t)$ sînt foarte variate de la o acționare la alta.

1.8. Aparate electromecanice de comandă și de protecție utilizate în sistemele de acționări electrice

În cele ce urmează vom prezenta o scurtă trecere în revistă a unor aparate electromecanice utilizate curent în sistemele de acționări electrice și anume: relee, contactoare, întreruptoare automate, siguranțe fuzibile.

1.8.1. Relee electromagnetice

Prin *releu* se înțelege un aparat care realizează fără intervenția directă a unui operator, o variație în salt (de multe ori prin comutarea unor contacte) a mărimii de ieșire, atunci cînd este supus unor acțiuni exterioare de anumite caracteristici.

După principiul de funcționare se disting mai multe categorii de relee: mecanice, termice, optice, electronice, electromagnetice, de inducție, pneumatice, hidraulice etc. După destinație, releele se împart în trei categorii: pentru protecția sistemelor electrice; pentru comanda acționărilor; pentru automatizări sau telecomunicații. În cele ce urmează ne vom referi numai la releele electromagnetice și termice utilizate pentru protecția și comanda sistemelor de acționări electrice.

Un releu electromagnetic se compune din următoarele elemente constructive de bază (fig. 1.18, *a*, *b*): circuitul magnetic format dintr-o parte fixă și o parte mobilă; bobina electromagnetului; contactele electrice și resortul antagonist.

Principiul de funcționare al releului electromagnetic este foarte simplu: cînd bobina electromagnetului este alimentată în curent continuu sau alternativ, ea exercită asupra armăturii mobile o forță de atracție, care pune în mișcare această armătură în cazul în care forța de reținere a resortului anta-

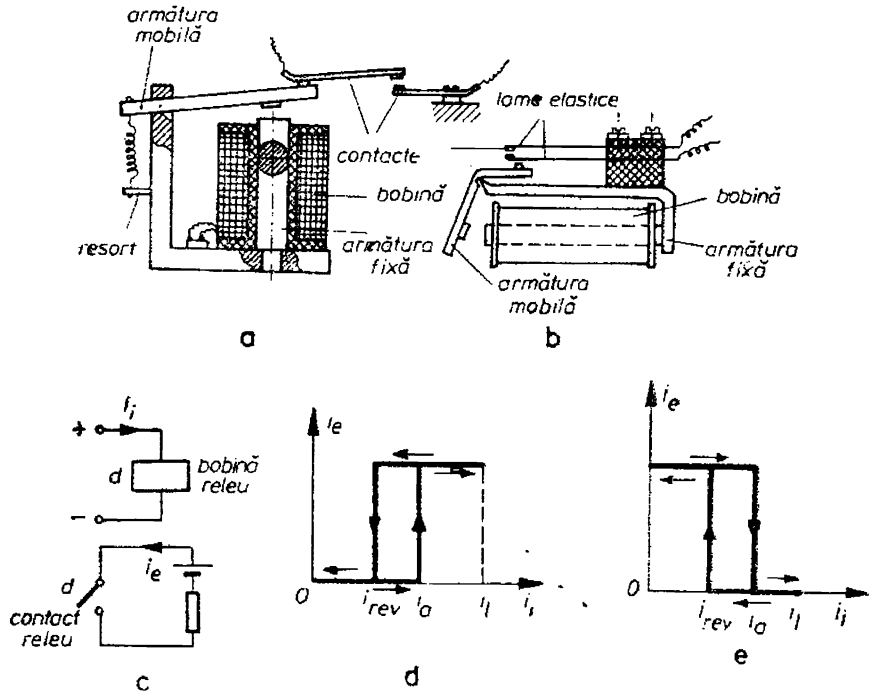


Fig. 1.18

gonist este depășită. În mișcarea sa, armătura mobilă închide (sau deschide, după caz) o pereche sau mai multe contacte electrice, închizînd (sau deschizînd) un circuit electric de acționare a unui anumit dispozitiv.

Releele electromagnetice (fig. 1.18, *c*) realizează o dependență între mărimea de ieșire (curentul i_e din circuitul închis prin contactele releului) și mărimea de intrare (curentul i_i din bobina electromagnetului) de tipul celor din figurile 1.18, *d* și *e*.

Dacă valorii zero a mărimii de intrare îi corespunde valoarea zero a mărimii de ieșire, releul se numește „*cu contacte normal deschise*". Dacă curentul i_i crește, forța de atracție exercitată de electromagnet crește la rîndul ei. Cît timp curentul i_i este sub o anumită valoare i_a — numită *semnal de acționare*, forța de atracție nu depășește forța antagonistă exercitată de resort, iar armătura rămîne imobilă. Curentul de ieșire este nul, contactul fiind deschis (fig. 1.18, *d*). Cînd curentul i_i depășește valoarea de acționare i_a, forța dezvoltată de electromagnet depășește forța antagonistă a resortului, armătura se pune în mișcare, contactul în circuitul de ieșire se închide, iar curentul i_e ia valoarea maximă (care depinde de valorile t.e.m. și rezistenței din circuitul de ieșire). Curentul i_e rămîne evident la această valoare, pentru orice $i_i > i_a$.

De obicei curentul i_i depășește sensibil valoarea i_a, pentru a fi asigurată acționarea releului. Valoarea limită i_i este de 1,2...4 ori valoarea de acționare i_a (fig. 1.18, *d*).

Dacă curentul i_i prin bobina electromagnetului descrește, la un moment dat, cînd i_i ia o valoare sub i_{rev} — denumit *semnal de revenire*, forța electromagnetului nu mai depășește forța resortului antagonist și releul scapă armătura. Contactul închis se deschide, iar curentul de ieșire i_e capătă valoarea zero (fig. 1.18, *d*). Orice micșorare a lui i_i sub i_{rev} nu aduce evident nici o schimbare în starea contactului.

De obicei $i_{rev} < i_a$, caracteristica ieșire-intrare a releului electromagnetic evidențiind o dependență neliniară de tipul histerezis (fig. 1.18, *d*).

În figura 1.18, *e* se prezintă aceeași caracteristică pentru un *releu cu contact normal închis*, la care curentul de ieșire ia valoarea maximă pentru valoarea nulă a curentului de intrare.

Așadar, întregului domeniu de variație a mărimii de intrare i_i îi corespunde doar două valori stabile ale mărimii de ieșire i_e (ceea ce caracterizează prin definiție un sistem binar).

Același releu poate avea mai multe contacte normal deschise și alte contacte normal închise.

Un releu este caracterizat și prin *capacitatea de rupere* care se dă în cataloage prin valoarea curentului maxim care poate fi întrerupt și tensiunea maximă între contacte la starea deschis. *Capacitatea de rupere a releelor este foarte redusă*; curenții ce pot fi întrerupți sînt de ordinul amperilor sau fracțiunilor de amper, iar tensiunile între contacte de ordinul zecilor sau sutelor de volți. Același releu are o capacitate de rupere mult mai redusă în curent continuu decît în curent alternativ, datorită faptului că la rupere arcul electric de c.c. se stinge mult mai greu, pe cînd cel de c.a. se stinge mai ușor (curentul alternativ avînd în mod natural treceri prin valoarea zero).

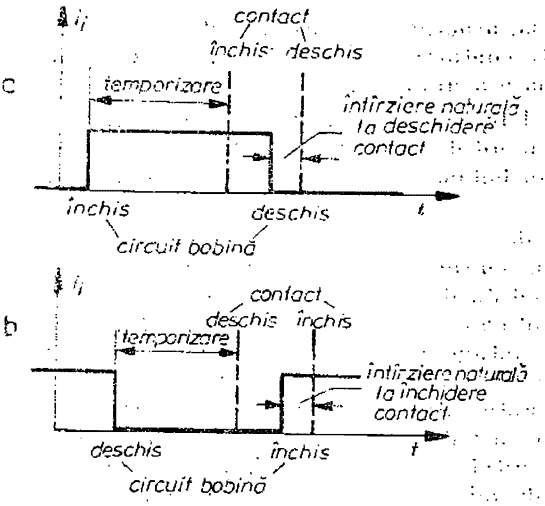


Fig. 1.19

Rezistența mecanică a contactelor poate fi asigurată pentru cîteva zeci de milioane de manevre, iar frecvența de conectare și deconectare de cîteva mii de cicluri pe minut.

Consumul de putere al bobinei electromagnetului este redus, de ordinul waților.

În sistemele de acționări se utilizează descori *relee cu temporizare* reglabilă în privința închiderii sau deschiderii contactelor (fig. 1.19, *a*, *b*), această temporizare fiind diferită de întîrzierea naturală a releului (adică intervalul de timp dintre momentul aplicării sau dispariției tensiunii la bornele bobinei electromagnetului pînă în clipa închiderii sau deschiderii contactelor).

Întîrzierea naturală (la acționare, de exemplu) este cauzată de creșterea treptată în timp a curentului de intrare — funcție de constanta de timp L/R a circuitului bobinei electromagnetului — și de timpul necesar deplasării armăturii pînă la realizarea efectivă a închiderii contactelor — funcție de inerția armăturii și de spațiul de parcurs.

Temporizarea suplimentară se poate realiza pe diferite căi:

— mecanisme de ceasornicărie (temporizări de ordinul 0,5...20 s);

— antrenarea cu motor și reductor cu roți dințate (temporizări de ordinul secundelor pînă la ore);

— prin circuite electrice (RC) în serie sau paralel cu bobina electromagnetului (0,2—10 s);

— prin circuit electronic (0,1—200 s).

Cele mai simple relee de protecție sînt *releele de supracurent* instantaneu și *releele de supra* și *subtensiune*. Releele de tensiune redusă funcționează cînd tensiunea cade în intervalul 0,4—0,85 din tensiunea nominală. Ele sînt folosite îndeosebi pentru a deconecta motoarele electrice de la rețea, cu o anumită temporizare, pentru ca întreruperea să se producă numai în cazul unei căderi prelungite de tensiune. Releul este prevăzut cu un sistem de ajustare a valorii tensiunii la care acționează. Releele de supratensiune funcționează la valori cuprinse între 1,2 și 2 ori tensiunea nominală și se folosesc îndeosebi pentru protecția generatoarelor electrice. Releele de supracurent lucrează după același principiu ca și cele de tensiune și pot fi ajustate pentru a deconecta practic instantaneu motoarele sau rețelele electrice la curenți de scurtcircuit.

Pentru protecția de supracurent, dar de durată, se utilizează *releul termic cu bimetal* (fig. 1.20). Principala parte componentă a releului este lamela din

bimetal, alcătuită din două benzi de metal cu coeficienți de dilatație termică mult diferiți. Aceste benzi sînt lipite una de alta. Prin încălzire, lamela se îndoaie în direcția metalului cu coeficientul de dilatare mai mic. Încălzirea se realizează cu ajutorul unei spirale de încălzire (fig. 1.20, *a*) sau prin trecerea directă a curentului prin lamela bimetal. Mărirea sensibilității releului se poate realiza mărind lungimea lamelei, dîndu-i de exemplu, forma de spirală (fig. 1.20, *b*). Folosirea releelor bimetalice ca relee de supracurent se bazează pe faptul că acționarea lor este determinată nu de valoarea instantanee a curentului (ca la releul electromagnetic de supracurent), ci de efectul termic al acestuia. Apariția unui supracurent este sesizată de releul termic numai după un anumit interval de timp, necesar încălzirii lamelei și deformării ei. Caracteristica de declanșare a releului termic cu bimetal este prezentată în figura 1.21. Pe abscisă este curentul în circuitul protejat în multipli ai curentului nominal, iar pe ordonată timpul de declanșare, din momentul apariției supracurentului. Caracteristica este sub forma unei plaje de valori pentru timpul de declanșare la unul și același supracurent, plajă care diferă și funcție de starea inițială (caldă sau rece) a releului. Ajustarea timpului de declanșare se face acționînd asupra distanței dintre contactele releului.

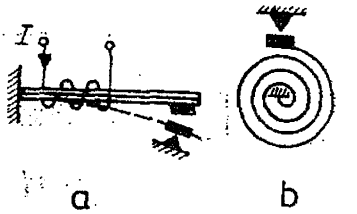


Fig. 1.20

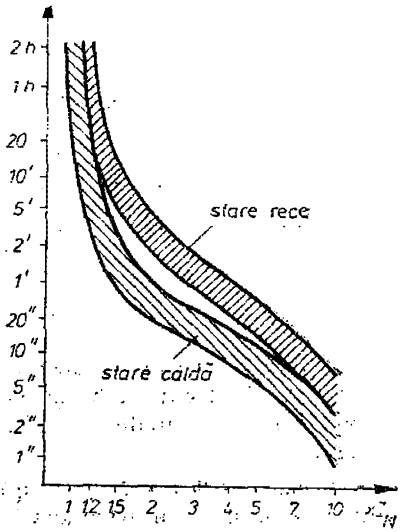


Fig. 1.21

Releul termic cu bimetal prezintă avantajul esențial al simplității și robusteței sale. În schimb, ca dezavantaje putem cita: precizie redusă, putere mică de rupere (datorită vitezei reduse de deplasare a contactelor) și revenire lentă în poziția inițială.

1.8.2. Contactoare și ruptoare

Contactoarele (ruptoarele) sînt aparate care efectuează închiderea, deschiderea sau comutarea unor circuite în instalațiile electrice automatizate ca urmare a unei comenzi date de un releu, de un traductor sau de un opera-

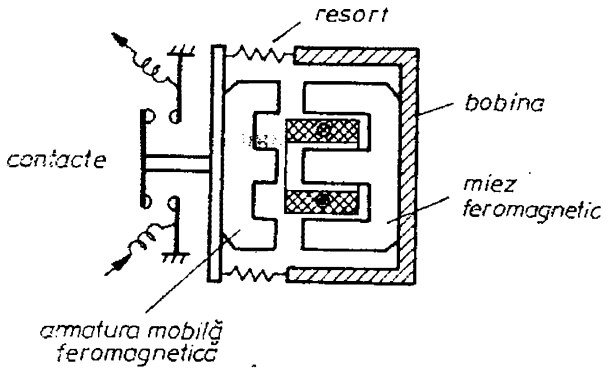


Fig. 1.22

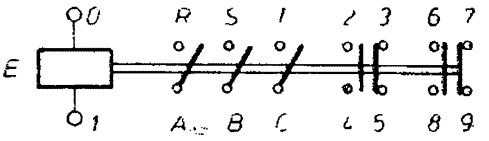


Fig. 1.23

tor prin intermediul unor butoane de comandă. *Spre deosebire de relee, ele au o capacitate mare de rupere, ajungînd la 8—10 ori curentul nominal.* În cazul cînd contactele sînt normal deschise se folosește denumirea de contactor, în caz contrar, cea de ruptor.

Închiderea, deschiderea sau comutarea circuitelor se realizează cu ajutorul unui electromagnet de c.c. sau c.a. și a unor *contacte* denumite *principale* (de mare intensitate de curent). Contactorul mai poate fi înzestrat și cu mai multe perechi de *contacte auxiliare* pentru alte comenzi, pentru semnalizare, pentru autoblocare (de mică intensitate). Schema constructivă de principiu a unui contactor este redată în figura 1.22 și ea se referă la tipul cu mișcare de translație a contactelor principale (există și contactoare cu mișcare de rotație a contactoarelor).

Schema electrică de principiu a unui contactor tripolar (pentru c.a. trifazat), cu două contacte auxiliare normal deschise (*2—4, 6—8*) și două contacte auxiliare normal închise (*3—5, 7—9*) este prezentată în figura 1.23. Bobina *E* a electromagnetului are bornele *0, 1*. La bornele *R, S, T* se leagă rețeaua, iar la bornele *A, B, C* motorul electric.

Contactoarele de c.c. sînt bipolare și posedă mijloace suplimentare pentru stingerea arcului electric.

Contactoarele și ruptoarele posedă o rezistență mecanică deosebită. Astfel, ele pot fi manevrate de cîteva sute de ori pe oră. Rezistența la uzură a contactoarelor poate atinge și ea cîteva milioane de manevre. Contactoarele se fabrică pentru curenți de 6—3 000 A, la tensiuni pînă la cîțiva kilovolți.

1.8.3. Contactoare și ruptoare cu relee

Aceste aparate asigură în plus și protecția instalațiilor electrice împotriva curenților (uneori și a lipsei de tensiune). Ele se folosesc pentru comanda automatizată sau manuală a motoarelor electrice și se compun dintr-un contactor și relee termice și electromagnetice. În figura 1.24 se prezintă schema

electrică de principiu a unui contactor avînd numai relee termice *e* pe fiecare fază, precum și schema de acționare cu butoane de revenire, *b1* — de alimentare — și *b2* — de întrerupere — a alimentării bobinei contactorului.

Releele termice acționează prin contactul *e* în serie cu bobina și care este normal închis. În paralel pe butonul *b1* se află un contact auxiliar normal deschis *c* al însuși contactorului considerat. Acest contact, denumit *de autoblocare*, servește la a asigura alimentarea bobinei contactorului chiar și atunci cînd butonul *b1* de comandă nu mai este apăsat și revine singur în poziția normală.

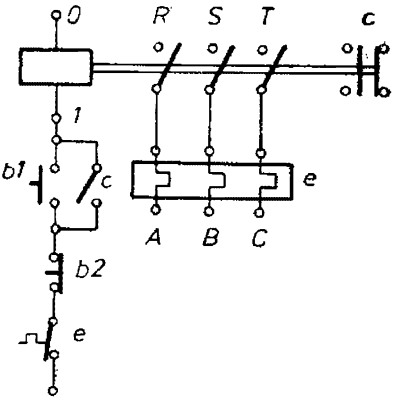


Fig. 1.24

1.8.4. Întreruptoare automate

Acestea se utilizează pentru protecția motoarelor relativ puternice și a rețelelor de distribuție. Ele se pot comanda manual sau de la distanță prin intermediul unui electromagnet sau motor electric și posedă un mecanism de zăvorîre pentru reținerea contactelor în poziția închis. Durata vieții lor este mult mai redusă decît a contactoarelor, în schimb capacitatea lor de rupere este sensibil mai mare.

Pentru protecția motoarelor, întreruptoarele automate sînt prevăzute cu relee termice și cu relee electromagnetice pentru supracurenți și tensiune minimă. Ele pot realiza 30—50 manevre pe oră, rezistența lor fiind de cîteva mii sau zeci de mii de manevre (cu atît mai redusă cu cît factorul de putere este mai redus). Timpul total de declanșare variază în mod curent între 10 și 40 ms.

Schema electrică a unui întreruptor automat este redată în figura 1.25, *a* împreună cu caracteristicile de întrerupere (timpul de întrerupere în funcție de supracurent, figura 1.25, *b*).

1.8.5. Siguranțe fuzibile

Siguranțele fuzibile se folosesc pentru protecția la supracurenți a motoarelor și instalațiilor electrice de putere mică și medie. Ele sînt de diferite tipuri, însă toate se bazează pe încălzirea pînă la topire a unui fir (sau benzi) din material conductor, prin efect Joule, sub acțiunea unui curent care trece prin fir (sau bandă). Topirea siguranței provoacă întreruperea unui circuit electric.

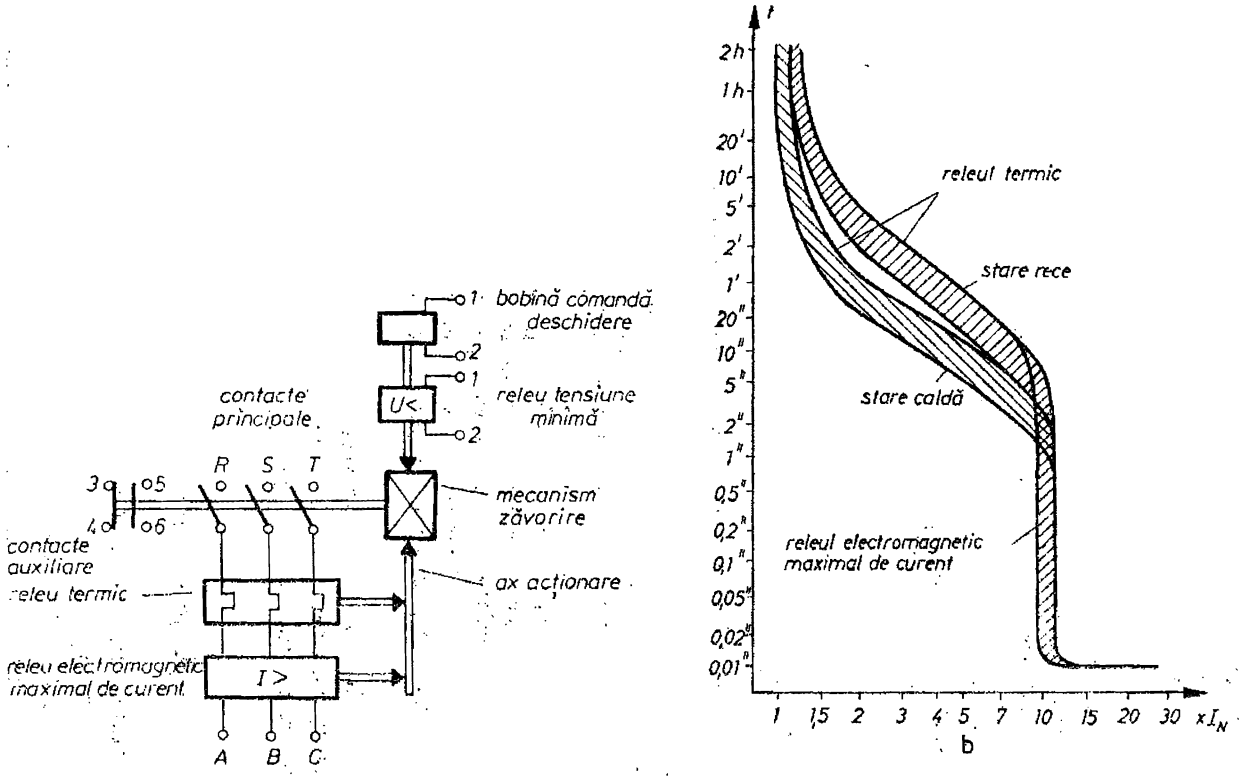

1
bobină comandă deschidere
2
1
U<
releu tensiune minimă
2
contacte principale
R
S
T
3
5
4
6
mecanism zăvorire
contacte auxiliare
releu termic
ax acționare
releu electromagnetic maximal de curent
I>
A
B
C
t
2h
1h
20'
10'
5'
2'
1'
20"
10"
5"
releul termic
stare rece
stare caldă
releul electromagnetic maximal de curent
1
1,5
2
3
4
5
7
10
15
20
30
xI_N
b

Fig. 1.25

Fiecare siguranță fuzibilă are o anumită *caracteristică de topire*: dependența dintre timpul de topire și curentul prin siguranță (fig. 1.26). Valoarea curentului pentru care temperatura de regim a fuzibilului este imediat inferioară temperaturii de topire se numește curent limită (I_l în figura 1.26). Din diagramă se observă că la supracurenți foarte intenși, topirea are loc în timpi foarte scurți.

Pentru protecția diodelor și tiristoarelor se folosesc siguranțe speciale, denumite rapide, care întrerup în timpi de ordinul a cîteva milisecunde.

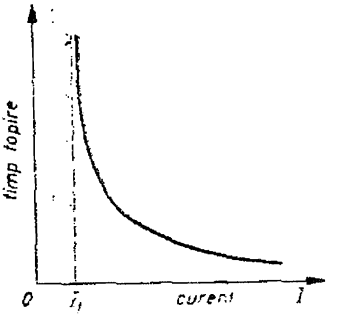


Fig. 1.26

1.9. Elemente electronice utilizate în sistemele de acționări electrice

În sistemele moderne de acționări electrice un loc important îl ocupă instalațiile electronice de putere pe bază de semiconductoare utilizate ca elemente de execuție, de comandă sau de comutație. În alcătuirea acestor instalații intră ca elemente electronice *diodele, tranzistoarele, tiristoarele, triacurile* asupra cărora vom insista în cele ce urmează.

1.9.1. Dioda

Dioda reprezintă o simplă joncțiune de tip *np* care are proprietatea esențială că, la o anumită polaritate a tensiunii aplicate între borne (vom păstra în continuare denumirile de la tuburile electronice: *anod* — *A*, *catod* — *K*), curentul poate trece, întîmpinînd practic o rezistență foarte mică, în timp ce la polaritatea inversă curentul este practic neglijabil, rezistența diodei fiind practic infinită (fig. 1.27, *a*). Simbolul convențional al diodei semiconductoare este arătat în figura 1.27, *b*.

Caracteristica statică curent-tensiune la borne a unei diode arată în general ca în figura 1.28, *a*, căderea de tensiune atunci cînd dioda conduce (cadranul *I* al planului *i*, *u*) fiind de aproximativ 1,2 V pentru dioda cu siliciu și aproximativ pe jumătate pentru cea cu germaniu. La una și aceeași tensiune, dar de polaritate diferită, raportul dintre curentul de un sens și cel de sens invers atinge 10^5 la dioda cu Si și 10^3 la dioda cu Ge.

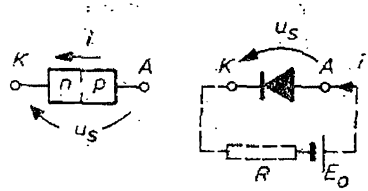


Fig. 1.27

Dioda este adeseori închisă în circuitul unei surse și al unei sarcini oarecare *R* pentru

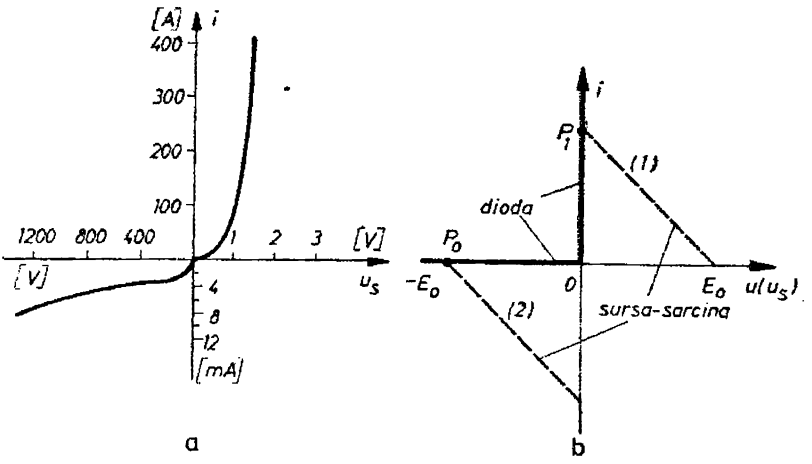


Fig. 1.28

a realiza „închiderea" și „deschiderea" circuitului (fig. 1.27, *b*). Pentru a vedea modul de funcționare al diodei, să idealizăm caracteristica sa curent-tensiune ca în figura 1.28, *b*. Pe aceeași diagramă să trasăm și caracteristicile curent-tensiune ale sarcinii și sursei pentru polarități diferite ale t.e.m. E_0, adică dreptele $U = E_0 - RI$ și respectiv $U = -E_0 - RI$, notate respectiv (*1*) și (*2*). Punctele de intersecție ale acestor drepte cu caracteristica diodei sînt : P_1 — pentru starea „închis" a circuitului ; P_0 — pentru starea „deschis". Ambele puncte sînt stabile din punctul de vedere al stabilității statice. În această situație, dioda se comportă ca un element binar, cele două stări posibile, închis sau deschis, fiind dictate de polaritatea tensiunii dintre anod și catod.

Diodele semiconductoare se realizează pentru intensități pînă la 2 000 A și tensiuni inverse pînă la aproximativ 1 500—2 000 V.

1.9.2. Tranzistorul

Acesta reprezintă un semiconductor cu trei regiuni, fie *pnp*, fie *npn* și poate fi utilizat, de asemenea, pentru comutația circuitelor electrice cu rol de element binar comandat. Schema sa de principiu este prezentată în figura 1.29, *a*, *b*. El posedă trei borne : baza *B* (sau grila *G*), colectorul *C* (sau anodul *A*) și emitorul *E* (sau catodul *K*). Caracteristica curent de bază i_B funcție de tensiunea u_{BE} între bază și emitor arată ca în figura 1.30, *a*. Cît timp $u_{BE} < 0{,}6$ V (în cazul tranzistorului cu siliciu), curentul de bază este practic nul și tranzistorul este blocat, adică nu conduce curent între anod (colector) și catod (emitor). Pentru a aduce tranzistorul în conducție, trebuie ca $u_{BE} > 0{,}6$ V. Caracteristicile curent anodic (de colector) — tensiune (colector-emitor) (fig. 1.30, *b*) ale unui tranzistor *npn* depind de curentul

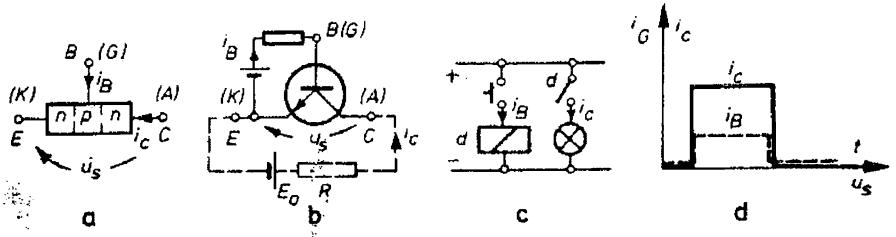


Fig. 1.29

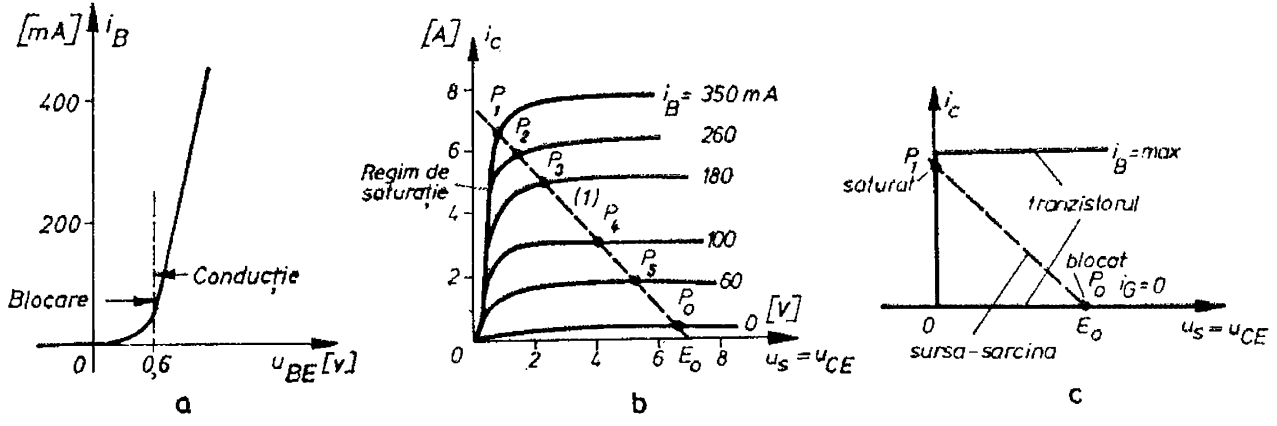


Fig. 1.30

prin baza B. Cu cît curentul de bază este mai intens, cu atît și curentul de colector este mai mare, la una și aceeași cădere de tensiune, atunci cînd tranzistorul conduce.

Dacă se consideră tranzistorul *npn*, inclus într-un circuit electric de curent continuu, a cărui caracteristică curent-tensiune este o dreaptă de tipul *1* din figura 1.30, *b*, atunci punctele stabile de funcționare în regim staționar vor fi P_1 (pe porțiunea rapid crescătoare a caracteristicilor — porțiune denumită de saturație), P_2, P_3, ..., respectiv P_0 (pentru curent nul de bază). Se poate deci considera că circuitul este „deschis" pentru punctul P_0 de funcționare și „închis" pentru punctul P_1. Deci tranzistorul idealizat ar avea punctele extreme de funcționare P_1, P_0 din diagrama din figura 1.30, *c*), el putînd fi considerat, întocmai ca și dioda, un element binar. Spre deosebire de diodă, tranzistorul poate fi comandat prin curentul de bază, un curent mult mai mic decît cel de colector.

Din punctul de vedere al comportării electrice, tranzistorul în regim de comutație poate fi echivalent cu schema cu relee și contacte din figura 1.29, *c*, comportarea sa la semnalul de comandă (curentul de bază i_B) fiind prezentată în figura 1.29, *d* ; curentul de sarcină (curentul de colector i_C) există atît timp cît curentul de comandă este diferit de zero.

Actualmente tranzistoarele de putere de tipul bipolare au atins sute de amperi și respectiv 1 500 de volți tensiune inversă. Avantajul lor esențial în aplicațiile industriale constă în anularea practică a curentului de sarcină (de colector) la dispariția curentului de comandă (din bază). Timpii de comutație ai tranzistorului sînt de ordinul microsecundelor.

Tranzistoarele de putere de tip MOS permit frecvențe relativ mai înalte de comutație în comparație cu tranzistoarele bipolare, au un circuit de comandă mai simplu și mai puțin voluminos, un semnal de comandă de foarte slabă putere (practic semnal tensiune), se pot conecta mai ușor în paralel, dar se pot realiza deocamdată numai la tensiuni sub 500 de volți și cîteva zeci de amperi.

1.9.3. Tiristorul

Acesta reprezintă tot un element binar comandat dar cu o structură mai complexă de patru straturi *pnpn*. Anodul este electrodul p din exterior (fig. 1.31, *a*), iar catodul este electrodul n exterior. Grila sau poarta tiristorului este celălalt electrod p. Caracteristicile curent anodic-tensiune anod-catod pentru diferiți curenți de grilă sînt redate în figura 1.32, *a* care necesită unele explicații mai de detaliu, dată fiind importanța tiristoarelor pentru dezvoltarea utilizării electronicii de putere în sistemele de acționări.

Caracteristica (*a*) corespunzătoare unui curent nul de grilă are mai multe porțiuni :

— porțiunea ST corespunde străpungerii tiristorului la tensiunea inversă, U_{RRL} fiind deci tensiunea de vîrf maximă admisibilă în sens invers sensului de conducție al tiristorului ;

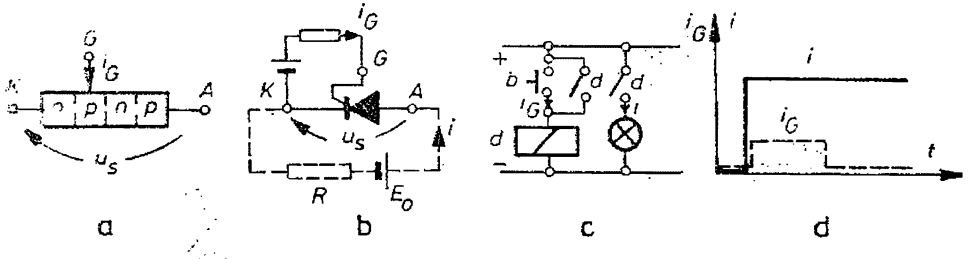


Fig. 1.31

— porțiunea *TO* corespunde blocării trecerii curentului la tensiune inversă aplicată între anod și catod, curentul I_R de blocare fiind foarte redus;

— porțiunea *OV* înseamnă ramura de blocare a curentului la tensiune directă, curentul I_B de blocare fiind de asemenea foarte redus, adică circuitul practic „deschis";

— porțiunea *VW* corespunde unui regim instabil din punct de vedere static;

— porțiunea *WZ* este ramura de conducție, caracterizată prin curenți mari și căderi de tensiune pe tiristor de ordinul 1—2 V.

Pentru un circuit dat care include un tiristor (fig. 1.31, *b*), ducînd dreapta caracteristică (*1*) se obțin trei puncte de intersecție cu caracteristica curent-tensiune a tiristorului: P_1, P_2 și P_0. Punctul P_1 este stabil la fel ca și P_0, în timp ce P_2 este instabil. În situația P_1 circuitul este „închis" (curent mare de sarcină), în situația P_0 circuitul este „deschis".

Celelalte caracteristici (*b*), (*c*), ... curent-tensiune ale unui tiristor, care se obțin pentru curenți de grilă diferiți de zero, sînt prezentate în figura 1.32, *a*. Remarcabil este faptul că porțiunile *ST*, *TO* și *WZ* sînt identice cu cele ale caracteristicii pentru curent nul de grilă, în timp ce porțiunile *OV* și *VW* sînt diferite. Cu cît curentul de grilă i_G este mai mare, cu atît tensiunea corespunzătoare vîrfului *V*, numită tensiune de basculare U_{DRL}, este mai redusă. Prin urmare, dacă tiristorul se află în punctul P_0 (fig. 1.32, *a*), ceea ce corespunde stării „deschis", trecerea la funcționarea în punctul P_1, care corespunde stării „închis", se face aplicînd o anumită tensiune între grilă și catod care dă un anumit curent de grilă, care reduce mult tensiunea de basculare, astfel încît porțiunea *OVW* să se afle în stînga dreptei caracteristice a sursei și a sarcinii (de exemplu, caracteristica (*b*) în figura 1.32, *a*).

Dacă tiristorul se află în stare de conducție (punctul de funcționare pe ramura *WZ*), iar curentul de sarcină scade, punctul P_1 de funcționare se deplasează spre începutul *W* al porțiunii de conducție. Tiristorul conduce în continuare și tensiunea între anod și catod rămîne redusă pînă cînd curentul atinge valoarea I_H, denumită curent de reținere, care este în general foarte mic, uneori neglijabil ca și I_R. Sub acest curent I_H tiristorul nu mai poate conduce și punctul de funcționare trece pe ramura de blocare *OV*.

Deosebirea între tranzistor și tiristor constă în faptul că la tiristor este suficientă aplicarea unui curent de grilă de foarte scurtă durată (de ordinul

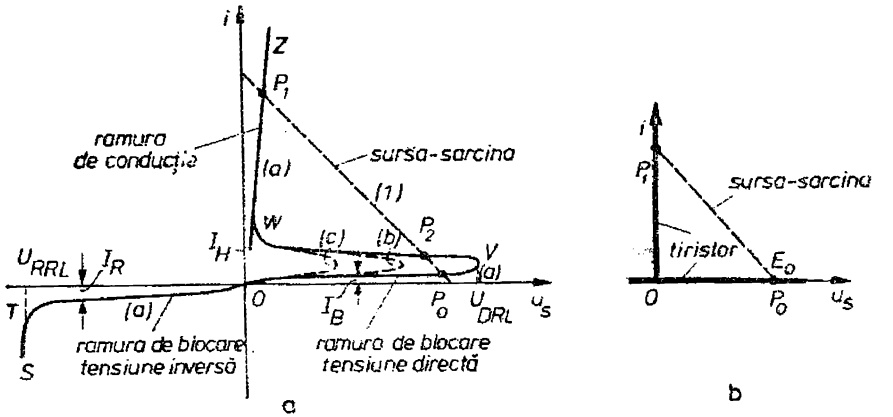


Fig. 1.32

1 μs—1 ms) și de amplitudine corespunzătoare (0,01—4 A) pentru ca tiristorul să basculeze din punctul P_0 în punctul P_1, el rămînînd în această stare P_1, chiar dacă curentul de grilă se anulează, atît timp cît curentul de sarcină este mai mare decît curentul de reținere I_H. Cînd curentul de sarcină este mai mic decît I_H, tiristorul se „deschide" automat.

Așadar, tiristorul poate fi „aprins" (adus în stare de conducție) cu curenți de comandă (de grilă) relativ puțin intenși, rămînînd în stare de conducție timp nelimitat, pînă cînd pe cale naturală sau prin mijloace adecvate curentul de sarcină se reduce sub valoarea de reținere. Tiristorul este deci echivalent cu schema cu relee și contacte din figura 1.31, *c* (pe lîngă contactul principal *d* din circuitul sarcinii, releul *d* mai acționează și contactul auxiliar *d* de autoblocare, în paralel cu butonul de comandă *b*). Prin urmare, o dată acționat butonul *b*, releul *d* anclanșează și menține timp nelimitat curentul de sarcină, dacă nu intervin modificări. Comportarea tiristorului la semnalul de comandă este deci conform figurii 1.31, *d*, diferită de cea a tranzistorului (v. fig. 1.29, *d*).

Tiristorul idealizat, așa cum vom considera uneori în cele ce urmează, se comportă conform caracteristicii din figura 1.32, *b*, cu căderea de tensiune nulă în regim de conducție și curent nul de blocare.

Spre a stinge în mod forțat un tiristor aflat în conducție trebuie realizată, pe de o parte, anularea curentului *i* prin tiristor prin aplicarea din exterior a unei tensiuni inverse, iar, pe de altă parte, derivarea curentului *i* pe altă cale în circuit, pentru că realmente orice circuit are o anumită inductivitate și se opune anulării bruște a curentului. Este util de observat, că la aplicarea unei tensiuni inverse importante, curentul *i* prin tiristor variază ca în figura 1.33, *a*, anulîndu-se la un moment dat, avînd apoi o valoare negativă ce se stinge în timp. Durata acestui curent negativ poartă denumirea de *timp de revenire* t_q (fig. 1.33, *a*), definit deci ca interval minim de timp între anularea curentului și reaplicarea ulterioară a unei tensiuni pozitive,

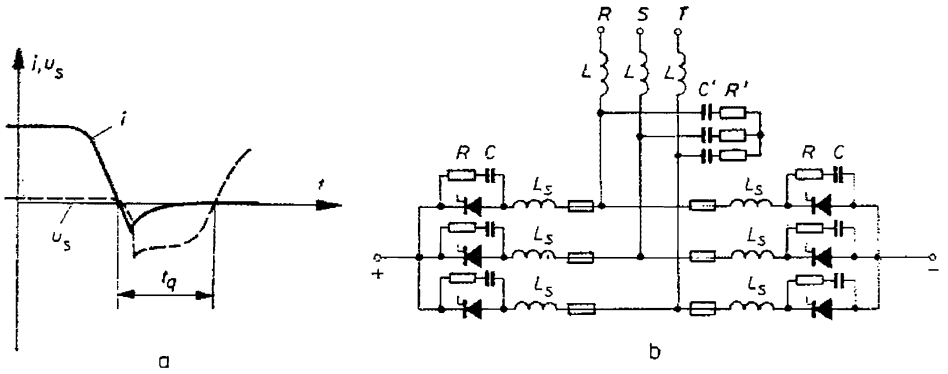


Fig. 1.33

care să asigure blocarea tiristorului la tensiunea directă. Valoarea timpului de revenire limitează posibilitatea de utilizare a tiristorului în domeniul frecvențelor mai mari de lucru (peste 1 kHz).

Constructiv se realizează și tiristoare cu timp de revenire garantat de valoare relativ mică, 4—40 μs, denumite *tiristoare rapide* și care sînt recomandate pentru funcționarea în schemele de convertoare electronice de frecvență mai ridicată.

În ultimii ani s-au dezvoltat așa-numitele *tiristoare cu stingere pe poartă* (GTO — Gate turn off), care se pot stinge prin aplicarea unui puls negativ de curent pe poartă, puls de o anumită amplitudine și durată. În acest fel se simplifică mult circuitele de stingere forțată a tiristoarelor în unele aplicații în acționări electrice. Tiristoarele GTO sînt însă mai scumpe.

Tiristoarele și tranzistoarele de putere se concurează doar în domeniul tensiunilor și curenților mijlocii și la frecvențe medii de comutație.

Tiristoarele ca și diodele semiconductoare sînt foarte sensibile la supracurenți sau supratensiuni. Un supracurent excesiv chiar de scurtă durată poate produce o temperatură ridicată în tiristor, ceea ce poate provoca distrugerea lui. Se impun deci măsuri speciale pentru limitarea curentului printr-un tiristor, în cazuri de avarii ca : scurtcircuite, defecțiuni de comutație provocate de aprinderea nedorită a unor tiristoare sau defecțiuni interne în unele tiristoare din schemă.

Introducînd cîte o siguranță fuzibilă în serie cu fiecare tiristor din instalație, se obține o bună protecție împotriva scurtcircuitelor interne. Pentru protecția împotriva scurtcircuitelor externe se folosesc de asemenea siguranțe fuzibile sau relee maximale de curent cu întreruptor automat. Siguranțele fuzibile utilizate în protecția tiristoarelor (în serie cu acestea) trebuie să fie de tipul ultrarapid. Fără discuție, instalația cu tiristoare trebuie să fie protejată și împotriva suprasarcinilor reduse, dar de durată, prin relee termice.

Mai mult, tiristoarele trebuie protejate și împotriva unei viteze excesive de creștere a curentului în sensul de conducție. Cataloagele indică deci valori maxime admisibile pentru $\frac{di}{dt}$. Limitarea vitezei de creștere a curentului se realizează prin intercalarea unor bobine cu miez feromagnetic L_s și L (fig. 1.33, *b*) în serie în instalația de tiristoare.

Tiristorul poate fi, de asemenea, distrus dacă tensiunea electrică aplicată în sens invers depășește o anumită valoare chiar pentru timp foarte scurt, de ordinul microsecundei. Tiristoarele din instalațiile de curent alternativ sînt expuse la supratensiuni datorită unor fenomene tranzitorii interne (distrugerea unei siguranțe fuzibile, de exemplu) sau externe (perturbații atmosferice, întreruperi în rețea prin acțiunea întreruptoarelor, comutații în rețea realizate voit). Supratensiunile interne pot fi reduse cu ajutorul unor circuite *R*, *C*, dimensionate corespunzător, în paralel pe tiristoarele instalației în combinație cu bobinele L și L_s (fig. 1.33, *b*). În rețele normale de c.a. s-a stabilit că supratensiunile uzuale de comutație nu depășesc 2...2,5 ori valoarea maximă a tensiunii rețelei. De aici rezultă că tiristoarele trebuie alese să reziste la tensiuni inverse de cel puțin 2,5 ori tensiunea maximă a rețelei. Ca protecție împotriva supratensiunilor externe sînt folosite circuitele *R'C'* în paralel pe bornele de intrare *R*, *S*, *T*. În general, supratensiunile de origine atmosferică nu pătrund pînă la instalațiile cu tiristoare, care sînt relativ de joasă tensiune și deci protecția rețelei este suficientă și pentru tiristoare.

1.9.4. Triacul. Diacul

Triacul se comportă ca un tiristor bidirecțional, al cărui simbol este reprezentat în figura 1.34, *a* și a cărui caracteristică curent-tensiune este redată în figura 1.34, *b*. Atunci cînd pe grilă se aplică un impuls de curent, fie el pozitiv sau negativ, triacul începe să conducă în sensul, indiferent care este

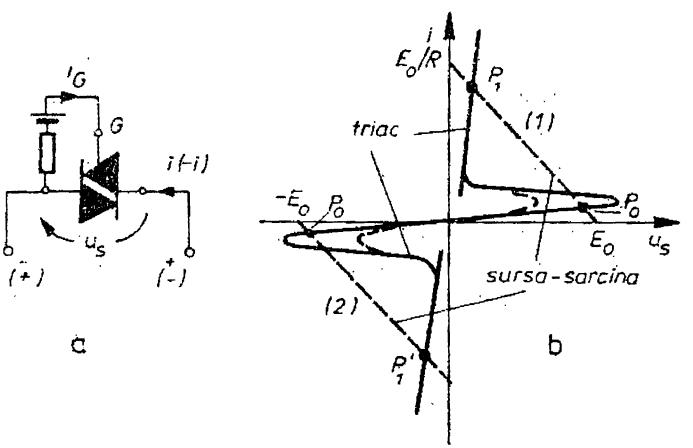


Fig. 1.34

acesta, al tensiunii aplicate și conduce curentul în acest sens pînă cînd acesta, se anulează. La un sens aplicat de tensiune punctele de funcționare posibile și stabile sînt P_0 (stare blocată) și P_1 (stare de conducție), iar dacă tensiunea schimbă de polaritate, punctele de funcționare sînt P_0', respectiv P_1'.

Diacul este o diodă bidirecțională necomandată, avînd o caracteristică ca în figura 1.35 ; ea conduce fie într-un sens, fie în celălalt, dacă tensiunea de un sens sau altul depășește valoarea absolută de basculare U_B.

Diacurile și triacurile se utilizează pentru comandă în circuitele de curent alternativ.

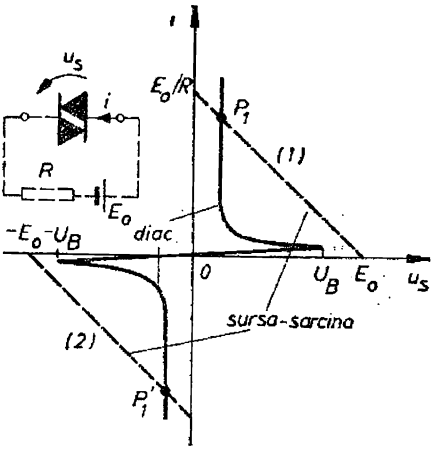


Fig. 1.35

1.9.5. Dioda Zener

Aceasta este o diodă cu o caracteristică curent-tensiune specială (fig. 1.36, *a*) care diferă de cea a diodei uzuale prin faptul că menține constantă tensiunea în domeniul de blocare, în cazul unui curent variabil în sensul de blocare (fig. 1.36, *b*). Acest curent este variabil prin modificarea t.e.m. E_0 sau a rezistenței R.

Cînd tensiunea aplicată diodei Zener are sensul anod-catod, dioda conduce în mod normal cu o foarte redusă cădere de tensiune, punctul de funcționare fiind P_1 (în fig. 1.36, *b*). Dacă tensiunea anod-catod are polaritate inversă, dioda se află în stare de blocare, punctul de funcționare fiind P_0, curentul condus fiind practic nul, atît timp cît tensiunea nu atinge în valoare absolută mărimea U_z, caracteristică ramurii de străpungere (fig. 1.36, *b*).

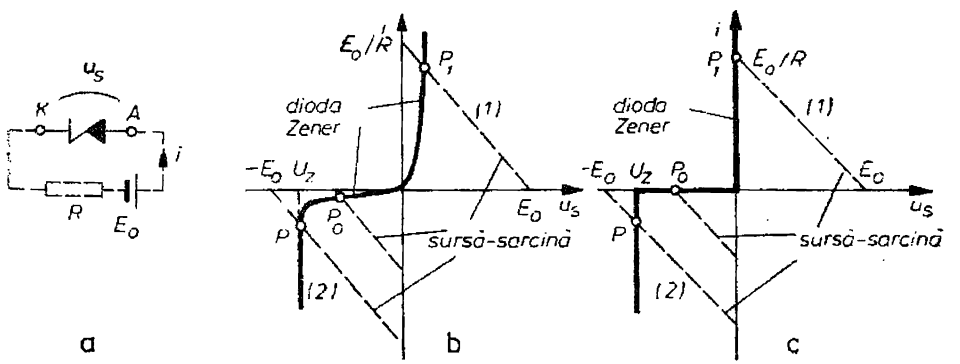


Fig. 1.36

Dacă t.e.m. a circuitului depășește valoarea U_z, atunci dioda Zener este „străpunsă", punctul de funcționare fiind P, curentul putînd lua acum valori mult mai mari în sens invers, în funcție de E_0 și R. Particularitatea diodei Zener constă în faptul că „străpungerea" nu înseamnă ca la dioda obișnuită distrugerea diodei. Dioda Zener poate funcționa pe ramura de străpungere a caracteristicii curent-tensiune fără a suferi vreo deteriorare.

Caracteristica idealizată și punctele posibile de funcționare sînt prezentate în figura 1.36, *c*.

Dioda Zener este utilizată în circuite electronice de putere, pentru stabilizarea tensiunii, ca element de comparație sau cu scopul de a limita anumite mărimi funcționale ale unui sistem de acționare.

1.9.6. Convertoare cu semiconductoare

Prin *convertor cu semiconductoare* (sau *static*) se înțelege o instalație care transformă parametrii energiei electrice utilizînd elemente de circuit care permit trecerea unidirecțională a curentului.

Un convertor poate funcționa ca :

— *redresor*, dacă transformă energia de curent alternativ în energie de curent continuu ;

— *invertor*, cînd transformă energia de curent continuu în energie de curent alternativ ;

— *convertor c.c. — c.c.*, dacă transformă energia de curent continuu tot în energie de curent continuu dar cu alți parametri ;

— *convertor c.a. — c.a.* sau *convertor de frecvență*, dacă transformă energia de curent alternativ tot în energie de curent alternativ, dar de altă frecvență și alți parametri.

Uneori, așa cum se va vedea în continuare, același convertor poate funcționa ca redresor sau ca invertor.

Pentru o mai bună înțelegere a noțiunii de convertor se vor face și referințe la unele exemple din domeniul acționărilor electrice reglabile.

În acționările reglabile se utilizează frecvent alimentarea motorului de curent continuu de la o rețea de curent alternativ prin intermediul unui convertor u, așa cum se indică în figura 1.37. Rețeaua trifazată are tensiunea sinusoidală de valoare efectivă constantă și frecvența constantă. Valoarea medie a tensiunii de alimentare a mașinii electrice M poate fi variată, în mod continuu, prin variația tensiunii de comandă u_c a convertorului. Cînd se absoarbe energie din rețeaua de curent alternativ convertorul u funcționează ca redresor R, iar mașina de curent continuu ca motor M. Pentru frînarea cu recuperarea energiei acumulate în masele în mișcare ale sistemului motor-sarcină trebuie ca tensiunea medie la ieșirea convertorului să fie mai mică

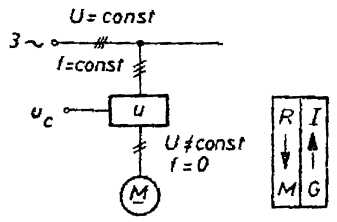


Fig. 1.37

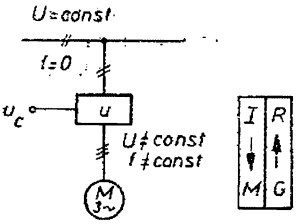


Fig. 1.38

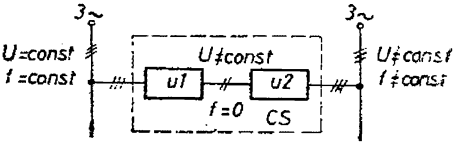


Fig. 1.39

decît tensiunea electromotoare indusă în rotorul motorului. Sensul curentului prin indus se inversează. Se modifică, de asemenea, și sensul energiei schimbate pe la borne. Mașina de curent continuu va funcționa ca generator G, iar convertorul ca invertor I.

Este lesne de înțeles că se poate imagina și alimentarea mașinii asincrone trifazate de la o rețea de curent continuu, prin intermediul unui convertor u, așa cum se arată în figura 1.38. Amplitudinea și frecvența tensiunii de alimentare a mașinii asincrone pot fi modificate prin variația tensiunii de comandă u_c a convertorului. Dacă convertorul u funcționează ca invertor I, mașina asincronă lucrează în regim de motor M. Puterea reactivă necesară mașinii asincrone este furnizată prin intermediul convertorului. Cînd mașina asincronă lucrează ca generator G, convertorul funcționează ca redresor R.

Un convertor static c.a. — c.a. CS se obține dacă se conectează două convertoare ca în schema din figura 1.39. Primul convertor $u1$ transformă energia de curent alternativ, de frecvență și tensiune constantă, în energie de curent continuu de tensiune reglabilă. Cel de al doilea convertor $u2$ transformă energia de curent continuu, de tensiune reglabilă, în energie de curent alternativ de tensiune și frecvență variabile. Convertorul static reprezentat în figura 1.39 este trifazat, dar după aceeași schemă de principiu se poate realiza și un convertor static monofazat. După cum vom arăta, există și convertoare statice, de curent alternativ, fără circuit intermediar de curent continuu. Observăm că cele două convertoare componente $u1$ și $u2$ se pot conecta între ele și pe partea de curent alternativ (fig. 1.40), obținîndu-se astfel tot un convertor static CS care transformă energia de curent continuu în energie de curent continuu cu alte caracteristici.

Utilizarea celor două scheme de convertoare statice, în acționările electrice reglabile, este ilustrată în figurile 1.41, *a* și *b*.

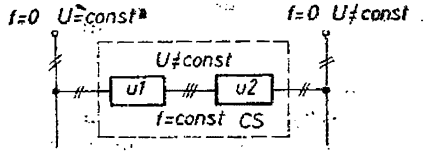


Fig. 1.40

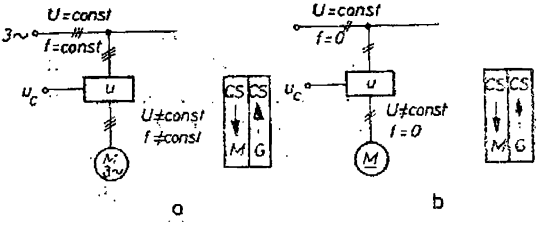


Fig. 1.41

Se remarcă faptul că convertoarele cu semiconductoare (statice) transformă direct energia electrică prin intermediul ventilelor electrice în timp ce în cazul convertoarelor rotative energia electrică se transformă prin intermediul unei alte forme de energie (energie mecanică).

1.10. Elemente de transmisie

Elementele de transmisie dintre motor și mașina de lucru joacă un rol important în alegerea puterii motorului electric de acționare, intervenind prin rapoartele de transmisie și randamentele lor.

Cuplarea directă (cap la cap) a arborelui principal al mașinii de lucru cu arborele motorului electric de acționare este, din punct de vedere constructiv, cea mai simplă și mai ieftină soluție de cuplare.

La motoarele electrice de acționare se utilizează lagăre de alunecare și lagăre cu rulmenți. Lagărele de alunecare sînt necesare pentru funcționarea fără zgomot, în anumite condiții de cuplare. Motoarele de putere foarte redusă sînt dotate cu lagăre de metal sinterizat sau cu lagăre de alunecare cu ungere. Lagărele de alunecare cu diametru mai mare sînt prevăzute cu ungere prin inel liber, care antrenează ulciul.

Modul în care se realizează cuplarea directă este de importanță pentru solicitarea lagărului. Lagărele de alunecare pretind un joc mai mare decît lagărele cu rulmenți și sînt, față de acestea, supuse unei uzuri mai mari. De aceea, nu este admisibil să se cupleze printr-un cuplaj rigid un arbore prevăzut cu lagăre de alunecare și un arbore prevăzut cu lagăre cu rulmenți. De asemenea, nu se pot cupla rigid doi arbori pe lagăre cu rulmenți, deoarece este practic exclusă o echilibrare de precizia necesară. Cuplajul rigid este admisibil numai între doi arbori cu lagăre de alunecare în cazul unei echilibrări exacte. Cuplajul flexibil se dispune între doi arbori cu lagăre cu rulmenți sau între un arbore cu lagăre de alunecare și un arbore cu lagăre cu rulmenți.

Cuplajul este flexibil dacă poate compensa anumite erori unghiulare ale arborilor unul față de celălalt, cît și mici erori laterale sau de înălțime. La acest tip de cuplaj trebuie realizată o echilibrare riguroasă a arborilor care se cuplează. Totodată trebuie avut în vedere jocul ambilor arbori în direcția axială.

În practică există numeroase situații cînd cuplarea directă nu se poate realiza. În asemenea cazuri, între motorul de acționare și mașina de lucru se montează un element de transmisie. Acest mod de cuplare este impus de diferite motive, printre care cele mai importante sînt :

— viteza necesară arborelui principal al mașinii de lucru nu coincide cu viteza nominală a motorului electric de acționare ;

— precizia opririi unora din organele mașinilor-unelte (deplasarea căruciorului unui strung cu ajutorul șurubului-mamă) crește dacă se micșorează momentul de inerție. Rolul hotărîtor în valoarea momentului total de inerție îl are, în majoritatea cazurilor, momentul de inerție intern al motorului de

acționare; din această cauză, în perioada de oprire arborele motorului de acționare trebuie separat de restul lanțului cinematic;

— motorul de acționare trebuie protejat împotriva unor eventuale șocuri de sarcină care apar la arborele mașinii de lucru.

Elementele de transmisie utilizate în sistemele de acționare electrică sînt: *curelele* și *lanțurile* de transmisie, folosite din ce în ce mai rar, *reductoarele cu roți dințate* de diferite tipuri, angrenajele melcate, *cuplajele* (*ambreiajele*). În ultimul timp cuplajele electrice au căpătat o răspîndire relativ largă. Unele uzine constructoare realizează motorul și cuplajul electric într-o execuție compactă în aceeași carcasă.

Deși cuplarea directă este cea mai simplă și mai sigură, trebuie să se țină seama că gama de viteze standardizate a motoarelor electrice nu acoperă întotdeauna vitezele necesare diferitelor mașini de lucru. Pentru motoarele de curent continuu, considerații de ordin constructiv și economic limitează gama de viteze a acestor mașini. Cu reducerea vitezei nominale a motorului cresc costul, gabaritul și greutatea și scad randamentul ca și factorul de putere (la motoarele asincrone).

În cazul unei viteze reduse, necesare la arborele mașinii de lucru, între soluția de cuplare directă cu un motor de turație redusă și cuplarea prin transmisie cu un motor de viteză ridicată, hotărăște totdeauna calculul tehnico-economic al celor două variante. Alegerea este influențată de un număr foarte mare de factori și din această cauză despre o soluție optimă putem vorbi doar în sens restrîns. De aceea, indicii de comparație dintre cele două variante trebuie să se refere în principal la: costul investiției; gabaritul instalației (mai ales la instalațiile mobile); cheltuielile de exploatare și comoditatea exploatării.

Se precizează că un reductor cu roți dințate poate transmite un cuplu aproximativ de zece ori mai mare decît cel produs de motorul electric de același diametru. Costul pe unitatea de volum este de asemenea, mai redus la transmisiile cu roți dințate decît la motoarele electrice.

În cazul acționării unor unelte electrice de mînă, a perforatoarelor electrice din industria minieră, a unor mecanisme de pe avioane etc., care necesită turații mai mari decît 3 000 rot/min, gabaritul și greutatea motorului de acționare constituie factorii hotărîtori în alegerea soluției de cuplare. În asemenea situații se alege soluția cuplării directe cu un motor asincron alimentat la frecvență ridicată, deși costul investiției crește datorită convertorului de frecvență necesar. Această soluție se adoptă și în cazul vitezelor mari ale mașinilor de lucru din industria textilă, chimică, a prelucrării lemnului etc., unde gabaritul și greutatea nu sînt factori determinanți. Soluția se justifică datorită dificultăților de realizare și de exploatare a reductoarelor de viteze mari și faptul că convertorul de frecvență alimentează mai multe motoare de acționare de viteză ridicată. Rezolvarea descrisă este aproape singura ce se impune pentru acționarea mașinilor de lucru cu viteze foarte mari, între 12000 și 180000 rot/min, ca de exemplu: ferăstraie electrice, mașini de șlefuit interior, centrifuge și supracentrifuge etc.

În alegerea corectă a organelor de transmisie dintre motor și mașina de lucru trebuie să ținem seama de următorii parametrii principali: *raportul de transmisie, capacitatea de transmisie și randamentul.* Pe lîngă acești parametri

principali, organele de transmisie posedă și o serie de parametri specifici (modulul — la angrenajele cu roți dințate, unghiul de înfășurare — la transmisiile cu curele, unghiul de înclinare a roții — la angrenajele melcate etc.).

Transmisiile se numesc *rigide* atunci cînd raportul vitezelor unghiulare motor-mașină de lucru este invariabil (transmisii prin angrenaje) și *elastice* cînd acest raport este variabil (transmisii prin cuple elastice sau ambreiaje mecanice, unele transmisii prin curele). În figura 1.42 s-a reprezentat schema unei acționări electrice individuale, la care între motorul electric de acționare M și mașina de lucru ML este dispus un reductor cu o pereche de roți dințate. Pentru o asemenea transmisie raportul de transmisie se definește ca raportul dintre viteza unghiulară a arborelui motor Ω_m și viteza unghiulară a arborelui condus Ω_l

$$i = \frac{\Omega_m}{\Omega_l}.$$

Notînd cu D_m și z_m diametrul și respectiv numărul de dinți ai roții dințate de pe arborele motor și cu D_l și z_l diametrul și respectiv numărul de dinți ai roții de pe arborele mașinii de lucru (arborele condus), din egalitatea vitezelor liniare periferice ale celor două roți dințate ce se angrenează, $\Omega_m D_m = \Omega_l D_l$, rezultă

$$i = \frac{\Omega_m}{\Omega_l} = \frac{D_l}{D_m} = \frac{z_l}{z_m}. \tag{1.3}$$

Dacă între motor și mașina de lucru există un lanț cinematic format din mai multe perechi de roți dințate (fig. 1.43), notînd vitezele unghiulare ale celor n arbori cu $\Omega_m = \Omega_1$, Ω_2, Ω_3, ..., Ω_{n-1}, $\Omega_n = \Omega_l$, rapoartele de transmisie parțiale între cei n arbori sînt:

$$i_2 = \frac{\Omega_m}{\Omega_2} = \frac{\Omega_1}{\Omega_2}; \quad i_3 = \frac{\Omega_2}{\Omega_3}; \quad \ldots; \quad i_n = \frac{\Omega_{n-1}}{\Omega_n} = \frac{\Omega_{n-1}}{\Omega_l}.$$

Raportul de transmisie total este

$$i = \frac{\Omega_m}{\Omega_l} = i_2 i_3 i_4 \ldots i_{n-1} i_n. \tag{1.4}$$

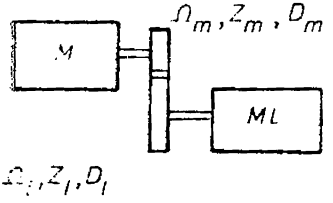


Fig. 1.42

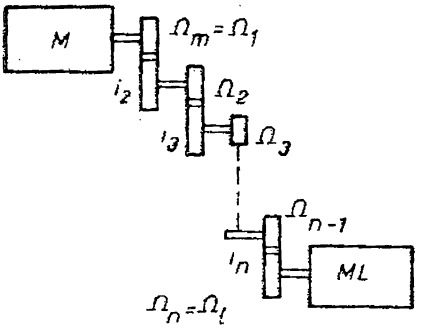


Fig. 1.43

La transmisiile elastice raportul de transmisie este variabil. Datorită patinării curelei de transmisie pe şaibă sau a pieselor componente ale ambreiajului mecanic, viteza unghiulară reală Ω_{1r} a arborelui condus va fi inferioară vitezei unghiulare ideale Ω_{1i}. Introducînd alunecarea s prin raportul $s = (\Omega_{1i} - \Omega_{1r})/\Omega_{1i}$, rezultă că raportul de transmisie în cazul unei transmisii elastice este

$$i = \frac{\Omega_{mi}}{\Omega_{1r}} = \frac{\Omega_m}{\Omega_m(1-s)}.$$

Pe un arbore intermediar oarecare k există cuplul rezistent m_{sk} ca şi momentul de inerţie J_k, arborele considerat rotindu-se cu viteza unghiulară Ω_k (fig.1.13). În ecuaţia de mişcare trebuie să se opereze cu cuplurile şi momentele de inerţie recalculate la viteza unghiulară a unui arbore oarecare al transmisiei, operaţie denumită *reducere*. Reducerea se face de obicei la arborele motorului, aşa cum se va proceda în continuare, deşi principial ea poate fi realizată faţă de oricare arbore, inclusiv arborele maşinii de lucru. Este limpede că reducerea cuplurilor şi a momentelor de inerţie reale la arborele motorului înseamnă de fapt înlocuirea lor cu altele fictive, dispuse însă pe arborele motorului, cu acelaşi efect energetic ca şi cele reale.

Reducerea la arborele motorului se efectuează cu ajutorul conservării puterilor sau energiilor mecanice ; admiţînd o transmisie a energiei mecanice de la motor către arborele k, randamentul transmisiei între arborele motorului şi arborele k fiind η_{ik}, se poate scrie

$$m_{sk}\Omega_k = m_{sk\ red}\Omega_m\eta_{ik},$$

de unde cuplul static de pe arborele k, redus la arborele motorului de viteză unghiulară Ω_m, se va calcula conform egalităţii :

$$m_{sk\ red} = \frac{m_{sk}}{i_k\eta_{ik}}, \tag{1.5}$$

în care $i_k = \Omega_m/\Omega_k$ este raportul de transmisie dintre motor şi arborele k.

Procedînd analog la reducerea momentului de inerţie J_k de pe arborele k la arborele motorului, conservarea energiilor cinetice permite scrierea următoarei relaţii :

$$\frac{1}{2}J_k\Omega_k^2 = \frac{1}{2}J_{k\ red}\Omega_m^2\eta_{ik}.$$

Viteza unghiulară a arborelui k fiind $\Omega_k = \Omega_m/i_k$, se obţine următoarea expresie a momentului axial de inerţie al arborelui k redus la arborele motorului :

$$J_{k\ red} = \frac{J_k}{i_k^2\eta_{ik}}. \tag{1.6}$$

Cuplul rezistent total redus m_s, ca și momentul de inerție total redus J — reducerea fiind operată la arborele motorului — vor fi date de expresiile:

$$m_s = m_{s0} + \sum_{k=1}^{n} \frac{m_{rk}}{i_k \eta_k}; \tag{1.7}$$

$$J = J_m + \sum_{k=1}^{n} \frac{J_k}{i_k^2 \eta_k},$$

mărimi cu care se va lucra în ecuația de mișcare. Aici m_{s0} și J_m sînt cuplul rezistent real ce acționează nemijlocit pe arborele motorului (de exemplu, momentul de frecări în lagărele motorului), respectiv momentul de inerție al rotorului motorului, ca și al pieselor fixate pe arborele acestuia.

Folosirea mărimilor totale reduse la arborele motorului a cuplului rezistent și a momentului de inerție permite de fapt înlocuirea schemei cinematice a sistemului real de acționare individuală din figura 1.43, cu cea ideală din figura 1.42, corespunzătoare cuplării directe a motorului electric cu mașina de lucru.

În intervalele de timp în care energia mecanică se transmite de la arborele k către motor (la frînări), randamentul η_k din relațiile (1.7) trece de la numitor la numărător, căpătînd în general alte valori η_k'. De multe ori se neglijează pierderile mecanice din transmisiile rigide, înlocuindu-se randamentele cu unitatea.

În componența anumitor mașini de lucru întîlnim și organe cu mișcări de translație (macarale, poduri rulante, raboteze etc.). Existența organelor cu mișcări de translație se repercutează la arborele motorului prin momente de inerție suplimentare, în intervalele de timp în care variază viteza. Atît masele organelor menționate, cît și forțele care acționează asupra lor, se pot reduce la arborele motorului de acționare, adică se pot înlocui cu momente de inerție, respectiv cupluri suplimentare, echivalente ca efect cu cele ale organelor reale. Evident că reducerea poate fi efectuată și invers.

Energia cinetică a masei m a organului în mișcare de translație cu viteza liniară v trebuie să egaleze energia cinetică a unui corp fictiv în mișcare de rotație, cu viteza unghiulară Ω_m, de pe arborele motorului, adică

$$\frac{1}{2} m v^2 = \frac{1}{2} J_s \Omega_m^2.$$

Rezultă imediat momentul de inerție suplimentar căutat,

$$I_s = m \left(\frac{v}{\Omega_m} \right)^2. \tag{1.8}$$

Reducerea unei forțe F acționînd asupra unui organ în mișcare de translație se poate face scriind egalitatea puterilor mecanice $Fv = M_s \Omega_m$, de unde cuplul suplimentar de la arborele motorului, presupus același cu cel al organului respectiv, de exemplu al tobei de ridicare a unui pod rulant, va fi:

$$M_s = \frac{Fv}{\Omega_m}. \tag{1.9}$$

Calitatea unui sistem de acționare poate fi îmbunătățită prin trecerea de la reglarea motorului la reglarea transmisiei. Aceasta se poate realiza cu ajutorul *cuplajelor* (*ambreiajelor*) *electromagnetice*.

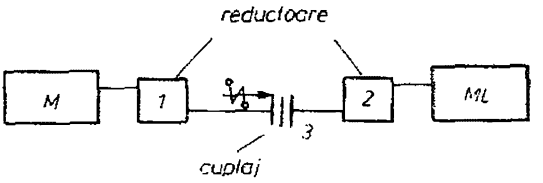


Fig. 1.44

Cuplajele electromagnetice reprezintă dispozitive de cuplare a doi arbori, în scopul transmiterii puterii mecanice de la motorul de acționare la mașina de lucru, folosind în acest scop semnale electrice de comandă de puteri reduse. În acționările automatizate utilizarea cuplajelor electromagnetice este larg folosită. Cuplajele electromagnetice pot fi întîlnite la acționarea mașinilor-unelte, a laminoarelor, a mașinilor textile, a transportoarelor, în scheme de urmărire etc.

În figura 1.44 s-a desenat schema de principiu a unui sistem de acționare cu cuplaj electromagnetic. Motorul de acționare *M* se cuplează cu mașina de lucru *ML* prin intermediul a două reductoare mecanice *1* și *2* și al unui cuplaj electromagnetic *3*. Reductoarele au rolul de a adapta sarcina, din punctul de vedere al cuplului și vitezei unghiulare, la caracteristicile motorului. Cuplajul electromagnetic este comandat de un dispozitiv de comandă (în circuit deschis) sau de reglare (în circuit închis) electric sau electronic. La excitarea cuplajului acesta realizează o legătură — rigidă sau elastică — între arborele conducător și arborele condus, permițînd astfel transmiterea puterii mecanice către sarcină (mașina de lucru).

În funcție de modul în care se realizează legătura dintre arborele conducător și condus, cuplajele electromagnetice se împart în trei categorii principale :

— *cuplaje cu fricțiune*, la care legătura se realizează prin frecarea unor suprafețe de contact, forța de apăsare fiind produsă de un electromagnet ;

— *cuplaje cu pulbere*, legătura între partea conducătoare și partea condusă se realizează prin intermediul unei suspensii de material feromagnetic într-un ulei și al unui cîmp magnetic de excitație ;

— *cuplaje cu legătură realizată prin cîmpul electromagnetic* ; la acestea între semicuplele de pe cei doi arbori nu există un contact mecanic, deci nici uzură prin frecare ; cele mai răspîndite sînt cuplajele electromagnetice cu alunecare sau de inducție.

Primul tip este întrebuințat pentru realizarea unei comenzi discontinue bipoziționale de tip releu („deschis-închis"). Celelalte două tipuri principale permit realizarea unei comenzi continue a cuplului și puterii mecanice transmise.

Există un număr foarte mare de tipuri și variante constructive de cuplaje electromagnetice. Tuturor le sînt însă comune următoarele proprietăți : construcție mai simplă decît cea a mașinilor electrice ; pot fi comandate de la distanță ; prezintă siguranță mare în exploatare ; se pot construi pentru puteri de la zeci de wați pînă la mii de kilowați.

2

MAŞINI DE CURENT CONTINUU UTILIZATE ÎN ACŢIONĂRI ELECTRICE

2.1. Elementele constructive de bază ale maşinii de curent continuu

În figura 2.1 este reprezentată, printr-o secţiune longitudinală şi una transversală, o maşină electrică de curent continuu. Aceasta se compune din două părţi constructive de bază :

— *statorul,* partea imobilă a maşinii, care are ca elemente constructive principale : carcasa (jugul statoric), polii de excitaţie şi înfăşurarea concentrată respectivă de curent continuu, polii de comutaţie (auxiliari) şi înfăşurarea concentrată corespunzătoare, scuturile (capacele) frontale cu lagăre cu rulmenţi sau de alunecare, sistemul perii şi portperii, cutia de borne ;

— *rotorul,* partea mobilă a maşinii, constituit din cîteva elemente constructive principale : miezul (parchetul) rotoric, care prezintă la periferie dinţi, repartizaţi uniform, iar spre interior jugul rotoric fixat pe arbore, înfăşurarea rotorică distribuită uniform în crestături ale miezului rotoric, colectorul, ventilatorul.

Vom da în cele ce urmează o scurtă descriere a elementelor constructive principale ale maşini de curent continuu.

Carcasa (jugul statoric) reprezintă partea mobilă în care se fixează polii de excitaţie şi prin care maşina este fixată în fundaţie prin intermediul unei tălpi de prindere şi buloane (fig. 2.1). La maşinile de putere mai mare de cîteva sute de waţi, carcasa şi jugul statoric (care serveşte drept drum de închidere al fluxului magnetic produs de polii de excitaţie) reprezintă una şi aceeaşi piesă constructivă. Pentru a oferi fluxului magnetic o reluctanţă cît mai mică, carcasa se construieşte din fontă sau oţel turnat, uneori din tablă groasă de oţel sudată.

La maşinile mici şi la maşinile alimentate prin instalaţii de redresare cu gamă largă de reglare a vitezei, jugul statoric se realizează din tole de

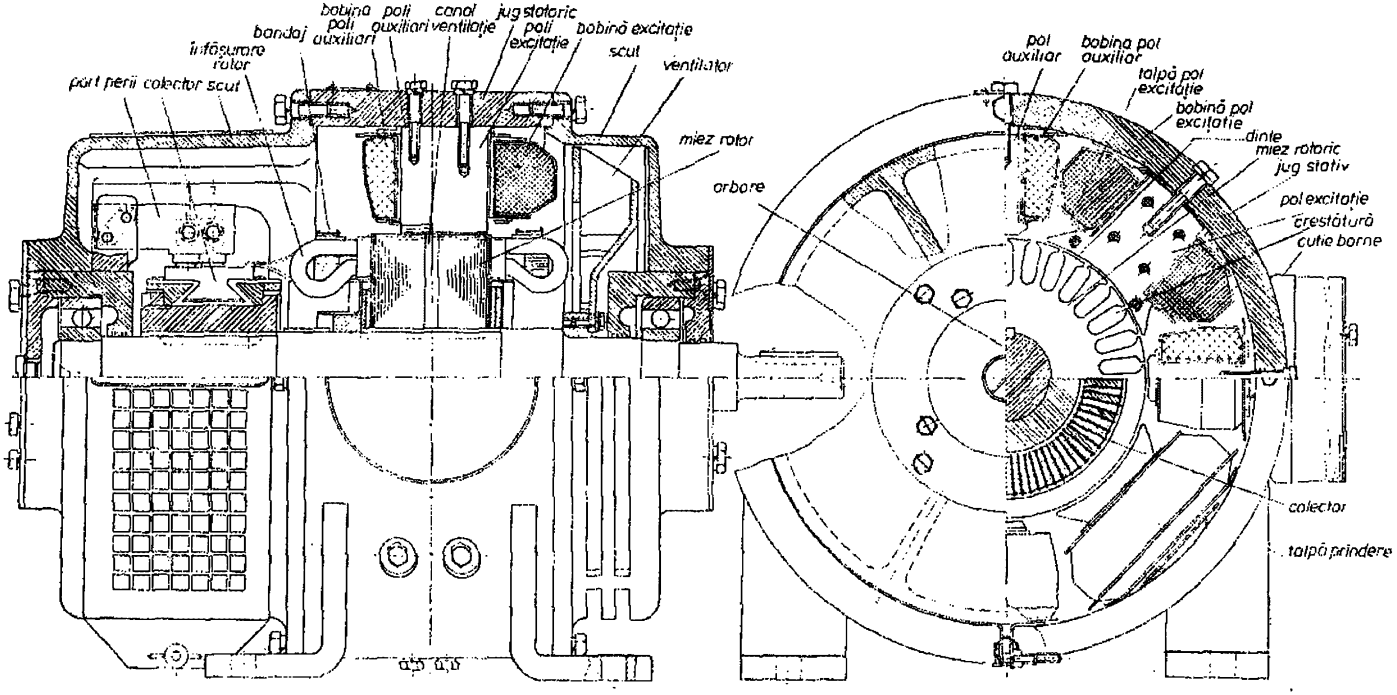

bobină poli auxiliari
poli auxiliari
canal ventilație
jug statoric
poli excitație
bobină excitație
bandaj
înfășurare rotor
scut
ventilator
port perii
colector
scut
miez rotor
arbore
pol auxiliar
bobină pol auxiliar
talpă pol excitație
bobină pol excitație
dinte
miez rotoric
jug stativ
pol excitație
crestătură
cutie borne
colector
talpă prindere

Fig. 2.1

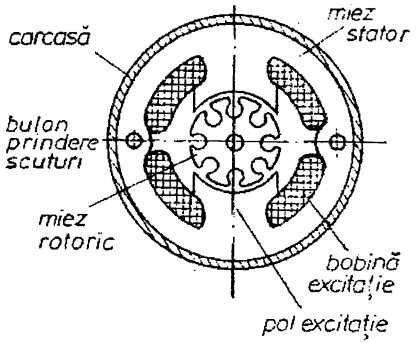


Fig. 2.2

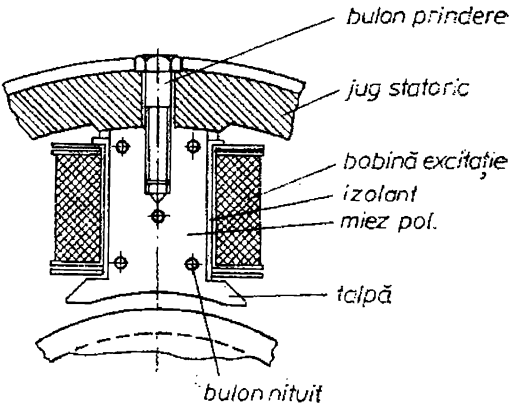


Fig. 2.3

oțel electrotehnic de 0,5—1 mm grosime. La mașinile mici aceste tole sînt ștanțate în formă adecvată, încît se realizează dintr-o dată și polii de excitație (fig. 2.2). În aceste cazuri, jugul statoric se fixează de carcasă, care nu mai servește la conducerea fluxului magnetic și care se realizează din materiale neferomagnetice (de obicei aliaje de aluminiu în scopul micșorării greutății). De ambele părți ale carcasei se fixează prin buloane (cazul mașinilor mai mari) sau tije filetate și piulițe (cazul curent al mașinilor mici) scuturile sau capacele mașinii, care poartă lagărele de alunecare sau cu rulmenți în care se rotește arborele rotoric.

Polii de excitație (principali) se construiesc din tole de oțel electrotehnic de 0,5—1 mm grosime (fig. 2.3), strînse pachet cu ajutorul unor buloane nituite. Polii se prind în carcasă prin buloane. Ei poartă bobinele de excitație străbătute de curentul de excitație.

În partea către rotor, miezul polar se termină cu așa-numita talpă a polului sau piesa polară. Scopul ei principal este de a înlesni trecerea fluxului magnetic prin zona îngustă de aer care separă polul de rotor, zonă denumită *întrefier*. Capetele tălpii polului sînt tăiate puțin oblic. Din punct de vedere mecanic, talpa polului servește pentru asigurarea poziției bobinei, montată pe miezul polului.

În aceeași figură este arătat unul dintre mijloacele de izolare a bobinei de miezul polului. Bobina se montează pe o casetă dintr-un material izolator și se fixează pe o casetă specială, montată pe miez.

Bobinele de excitație se realizează dintr-un conductor rotund sau profilat de cupru. Conductorul este izolat pentru a nu se produce scurtcircuite între spirele bobinei. Bobinele polilor de excitație se leagă între ele în serie sau paralel și se alimentează prin bornele din cutia de borne. Legăturile bobinelor se realizează de așa manieră, încît fluxul magnetic al unui pol să fie dirijat dinspre piesa polară spre rotor (pol nord), iar cel al unui pol vecin dinspre rotor spre piesa polară respectivă (pol sud) (fig. 2.4).

Polii de comutație (auxiliari) (fig. 2.4) ca și cei principali constau dintr-un miez care se termină cu talpa polului și din bobina înfășurată pe miez.

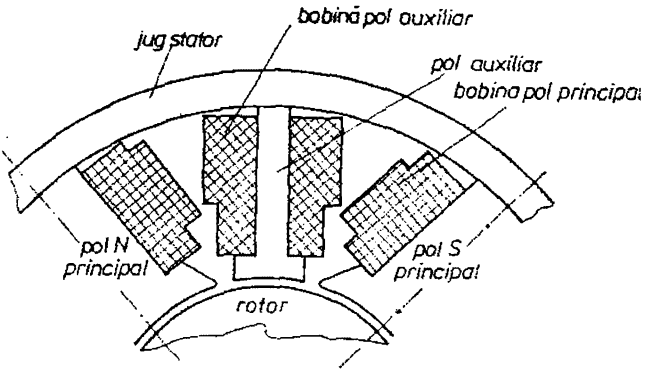


Fig. 2.4

Polii auxiliari se așază exact în axa de simetrie (axa neutră) dintre polii principali și se fixează pe jug cu buloane. Miezul polilor auxiliari — adeseori, dar nu totdeauna — se confecționează din oțel electrotehnic laminat.

Bobinele polilor de comutație se realizează tot din conductor izolat de cupru, rotund sau profilat, și se leagă între ele în serie sau paralel, fiind străbătute de curent continuu.

Miezul rotoric (fig. 2.1) se construiește din tole de oțel electrotehnic (fig. 2.5), de formă circulară cu dinți și crestături de profil foarte variat (fig. 2.5, *b*). De obicei grosimea acestor tole este de 0,5—1 mm.

Tolele separate se izolează una de alta printr-un strat subțire de lac sau printr-un strat de oxid. Grosimea izolației este de 0,03—0,05 mm. O astfel de construcție a miezului are ca scop reducerea curenților turbionari care se dezvoltă în miez la rotirea sa în cîmpul magnetic. Curenții turbionari duc la pierderi de energie care se transformă în căldură. La miez masiv, aceste pierderi ar fi foarte mari și aceasta ar duce la reducerea randamentului mașinii și la o încălzire foarte ridicată.

De obicei miezul rotoric este alcătuit din cîteva pachete de tole. Pentru îmbunătățirea răcirii, între pachete se lasă așa-numitele canale de răcire de 8—10 mm lățime (fig. 2.1). Deseori se fac și canale axiale (fig. 2.5).

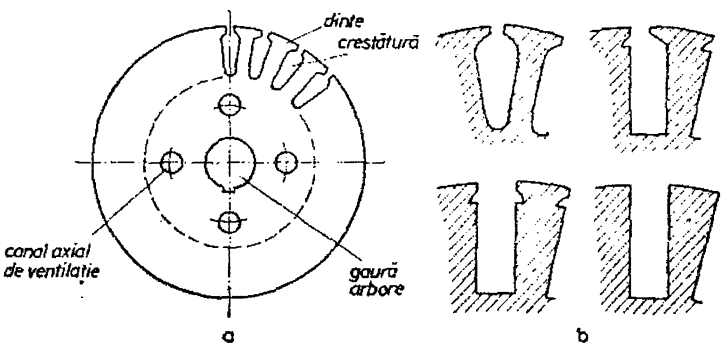


Fig. 2.5

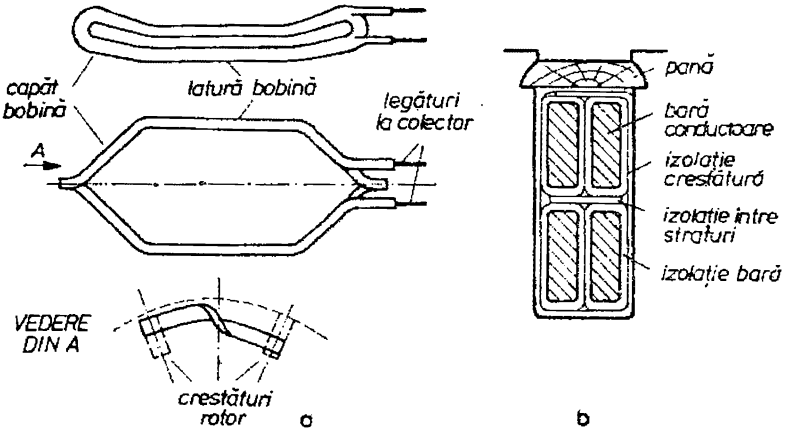


Fig. 2.6

Miezul rotoric se presează de ambele părți prin dispozitive de apăsare care se fixează pe arbore. În direcția axei, lungimea miezului depășește lungimea polului cu cîte 2—5 mm de ficcare parte. Accasta se face pentru ca să se reducă la minimum variațiile permeanței circuitului magnetic care se ivesc la micile deplasări axiale ale rotorului.

Înfășurarea rotorică (fig. 2.1) constă din secții (bobine) care se pregătesc pe șabloane speciale și se așază în crestăturile miezului (fig. 2.6, *a*). Înfășurarea se izolează de miez cu grijă și se consolidează în crestături, de cele mai multe ori cu ajutorul unor pene speciale de lemn sau alt material izolant (fig. 2.6, *b*).

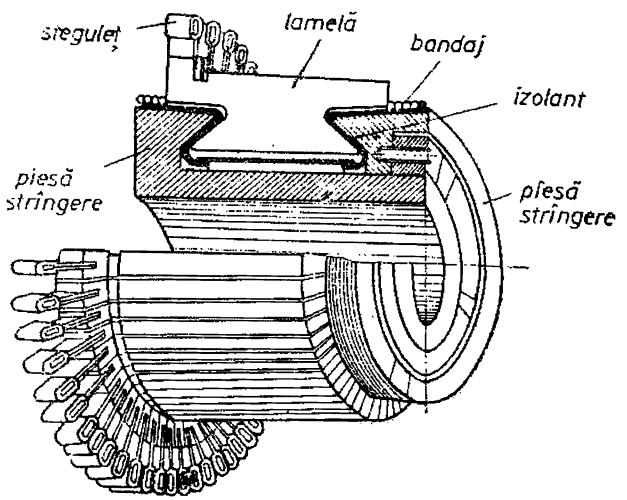


Fig. 2.7

Capetele bobinelor, adică părțile care ies afară din crestături, se fixează cu bandaje de sîrmă de oțel (la mașini mici cu bandaje de sfoară) pentru a nu fi aruncate spre exterior atunci cînd rotorul se învîrtește (fig. 2.1).

Colectorul este un subansamblu caracteristic mașinii de curent continuu. Colectorul (fig. 2.7) are formă cilindrică, fiind

construit din plăcuțe de cupru, denumite lamele, izolate una față de cealaltă printr-un strat de micanită și, de asemenea, izolate de piesele de strîngere. Capetele secțiilor înfășurării rotorice se lipesc direct în aripioarele lamelelor cu un aliaj cu cositor sau se utilizează ca piese intermediare niște steguleț (cazul mașinilor de putere mai mare).

La mașinile de putere mică, colectorul se realizează din lamele solidarizate și totodată izolate între ele cu ajutorul unui material rășinos sintetic (de exemplu bachelită).

Colectorul se învîrtește solidar cu rotorul mașinii.

Periile care freacă pe colector realizează o legătură între înfășurarea rotorică care se învîrtește și bornele mașinii care sînt imobile (fig. 2.8). Periile sînt realizate din material conductor în general pe bază de grafit, care asigură frecări și uzuri mai reduse. Prin intermediul unor piese speciale, portperiile, periile realizează un contact sub presiune constantă cu lamelele colectorului. Presiunea constantă este asigurată de un arc și o pîrghie de apăsare. Un colier, posedînd o serie de tije și fixat de obicei de scutul dinspre colector al mașinii (fig. 2.1), susține portperiile. Periile sînt legate galvanic între ele, și anume periile de număr impar (socotite la periferia colectorului) se leagă la o bornă a mașinii, iar periile de număr par la cealaltă bornă. Periile sînt plasate la distanță egală la periferia colectorului, iar numărul de rînduri de perii este egal cu numărul de poli de excitație ai mașinii.

2.2. Fenomenul de excitație. Tensiunea electromotoare indusă. Cuplul electromagnetic

2.2.1. Cîmpul magnetic al polilor de excitație (principali)

În figura 2.9 sînt arătate liniile cîmpului magnetic al polilor de excitație, atunci cînd înfășurările de excitație sînt parcurse de curent. Precum se vede din figură, care se referă la o mașină cu 4 poli, liniile de cîmp ies dintr-un pol nord, pătrund în rotor și ies în dreptul polului sud, închizîndu-se apoi prin carcasă. Din cauza permeabilității foarte mari a materialului feromagnetic din care sînt construiți polii și rotorul, liniile de cîmp străbat întrefierul aproape radial, ieșind din pol aproape normal și intrînd în rotor, de asemenea, aproape normal. Făcînd abstracție de existența crestăturilor rotorului, întrefierul sub piesa polară este uniform. Se notează cu δ grosimea întrefierului și se consideră intensitatea cîmpului magnetic constantă în lungul liniei de cîmp în întrefier și nulă în pol, carcasă și rotor (din cauza permeabilității ridicate a materialelor feromagnetice din care sînt construite aceste elemente ale mașinii).

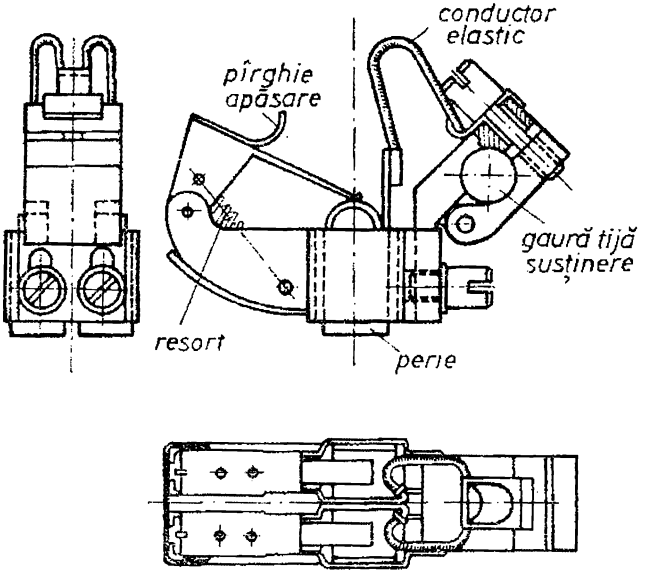

conductor
elastic
pîrghie
apăsare
gaură tijă
susținere
resort
perie

Fig. 2.8

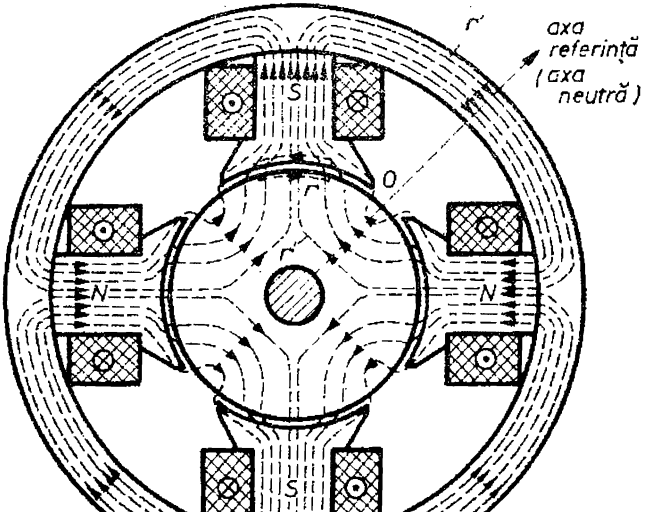

r'
axa
referință
(axa
neutră)
S
0
r
N
N
S

Fig. 2.9

Aplicînd legea circuitului magnetic pentru un contur Γ (fig. 2.9) care străbate de două ori întrefierul sub același pol și notînd cu H_1' și H_1'' intensitatea cîmpului din întrefier în locurile în care conturul Γ străbate întrefierul, se obține (solenația corespunzătoare fiind evident nulă)

$$H_1'\delta - H_1''\delta = 0.$$

În consecință, fiindcă conturul Γ era arbitrar ales, singura condiție fiind să intersecteze întrefierul de două ori sub același pol, rezultă :

$$H_1' = H_1'' = H_1,$$

adică cîmpul în întrefierul de sub pol este uniform. Același lucru se poate demonstra și pentru celălalt pol. Remarcăm însă că spre muchiile pieselor polare, cîmpul nu mai este uniform, fiindcă întrefierul se lărgește considerabil și cîmpul slăbește în intensitate în mod rapid. În axa de simetrie interpolară cîmpul magnetic este evident nul.

Pe de altă parte, aplicînd aceeași lege a circuitului magnetic pentru un contur Γ, ce se confundă cu o linie de cîmp care străbate întrefierul de două ori, dar sub poli diferiți (fig. 2.9), se poate scrie, dacă H_1 este cîmpul în întrefierul polului nord și H_2 — cîmpul în întrefierul polului sud,

$$H_1\delta + H_2\delta = (H_1 + H_2)\delta = \theta_1 + \theta_2.$$

în care θ_1 și θ_2 sînt solenațiile corespunzătoare înfășurărilor de excitație ale polului nord, respectiv sud. În mod normal, $\theta_1 = \theta_2 = \theta_E$ și deci :

$$(H_1 + H_2)\delta = 2\theta_E.$$

Dacă se aplică legea fluxului magnetic unei suprafețe Σ cilindrice, coaxiale cu rotorul, care înconjoară rotorul și se neglijează efectele marginale ale pieselor polare, rezultă

$$H_1Lb - H_2Lb = 0,$$

unde : L este lungimea axială a polilor identică cu a rotorului, iar b — lățimea piesei polare. Prin urmare,

$$H_1 = H_2 = H_E = \frac{\theta_E}{\delta}. \tag{2.1}$$

În concluzie, *cîmpul magnetic al polilor de excitație este uniform sub piesele polare și de aceeași valoare sub doi poli de nume contrar și nul în axa de simetrie interpolară.* În afara pieselor polare, cîmpul scade brusc, din cauza creșterii simțitoare a întrefierului. Convenind să considerăm cîmpul de sub polul nord pozitiv și pe cel de sub polul sud ca negativ, inducția magnetică variază la periferia rotorului în felul dedus mai sus și indicat în figura 2.10, unde x reprezintă distanța măsurată la periferia rotorului a unei generatoare oarecare față de axa de simetrie interpolară (axa neutră).

Desigur că existența crestăturilor și dinților modifică variația cîmpului la periferia rotorului, cîmpul fiind mai intens în dreptul unui dinte de sub pol și mai slab în dreptul unei crestături de sub pol. În cele ce urmează vom neglija variația cîmpului datorită existenței dinților și crestăturilor.

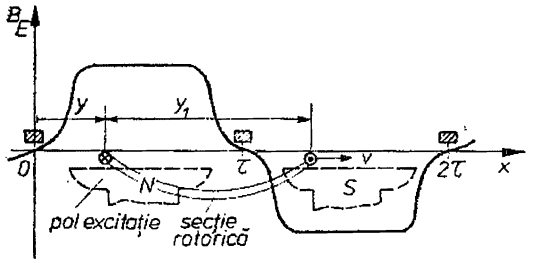


Fig. 2.10

Dacă analizăm relația (2.1), observăm că cu cît solenația de excitație este mai mare, adică înfășurările de excitație sînt străbătute de un curent mai mare, cu atît cîmpul este mai intens sub pol. Există deci o relație de proporționalitate (dreapta *a* în figura 2.11, *a*) între intensitatea cîmpului magnetic în întrefier, respectiv inducția cîmpului magnetic și solenația de excitație a polilor, respectiv curentul I_E din înfășurările de excitație. Această proporționalitate este reală la valori reduse ale solenației, cît timp diferitele părți ale circuitului magnetic al mașinii rămîn nesaturate (permeabilitate foarte ridicată, intensitatea cîmpului magnetic în fier foarte slabă în raport cu cea din întrefier). Dacă solenația de excitație crește și intervine fenomenul de saturație caracteristic materialelor feromagnetice din care este realizat circuitul magnetic, intensitatea cîmpului magnetic în întrefier nu mai crește proporțional. Ipoteza unei intensități foarte slabe în fier, a unei permeabilități foarte mari a fierului, nu mai este valabilă. Dependența $H_E = f(\vartheta_E)$, pe baza celor expuse mai sus, este prezentată în figura 2.11, *a* prin curba *b*.

În această figură nu s-a ținut seama de fenomenul de histerezis al materialelor feromagnetice, în sensul existenței unui cîmp magnetic remanent, dacă înfășurarea de excitație nu se află la prima alimentare cu curent și al existenței buclei caracteristice de histerezis. Dependența reală $H_E = f(\vartheta_E)$ este prezentată în figura 2.11, *b*.

Această dependență reală neliniară și neuniformă între intensitatea cîmpului magnetic din întrefierul mașinii de curent continuu și curentul de excitație conduce la dificultăți în sistemele de reglare automată care utilizează

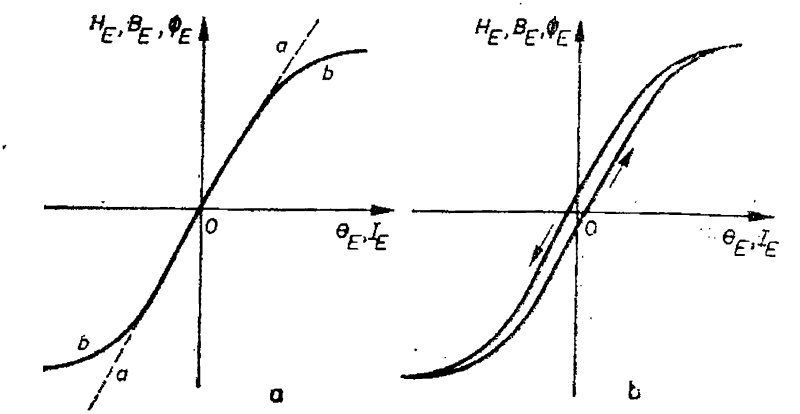


Fig. 2.11

asemenea mașini. Existența cîmpului magnetic remanent în lipsa curentului de excitație poate constitui sursa unei erori importante în sistemul de reglare automată.

În cele ce urmează, de multe ori, pentru simplitate, vom face apel la dependența din figura 2.11, *a*.

Fie Φ_E fluxul corespunzător unui pol al mașinii. Dacă luăm ca origine de spațiu un punct situat la periferia rotorului în axa interpolară și notăm cu τ pasul polar, adică partea din periferia rotorului care revine unui pol

$$\tau = \frac{\pi D}{2p}, \tag{2.2}$$

D fiind diametrul rotorului, iar $2p$ numărul de poli, atunci, prin definiție

$$\Phi_E = \int_0^{\tau} B_E L \, dx,$$

unde: $B_E = \mu_0 H_E$ și $B_E = B_E(x)$, conform dependenței din figura 2.10.

Pentru o solenație dată θ_E a polului de excitație putem defini o inducție medie sub pol B_{Emed} conform relației

$$B_{Emed} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} B_E(x) \, dx.$$

Prin urmare, relația de definiție (2.2) a fluxului Φ_E se poate pune și sub forma

$$\Phi_E = B_{Emed} L \tau. \tag{2.3}$$

în care B_{Emed} depinde de solenația θ_E. Dependența $B_{Emed} = f(\theta_E)$ este evident identică cu cea prezentată în figura 2.11 *a*, *b*. În acest fel, reținem că fluxul Φ_E al unui pol este funcție numai de solenația polului θ_E, pentru o mașină ale cărei dimensiuni geometrice L și τ sînt date. Dependența $\Phi_E = f(\theta_E)$ sau $\Phi_E = f(I_E)$, I_E fiind curentul de excitație al polilor pentru o mașină dată, este identică dar la altă scară cu dependența $H_E = f(\theta_E)$ prezentată în figura 2.11, *a* și mai exact în figura 2.11, *b*.

Mai remarcăm că, dacă renunțăm la rigurozitate, inducția medie în întrefier sub un pol se mai poate defini prin relația cunoscută de la integrarea grafică

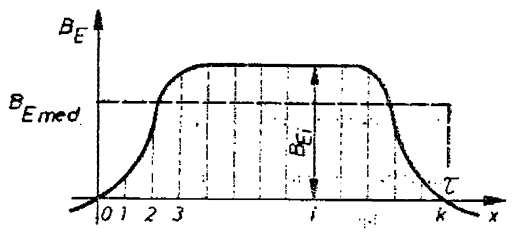


Fig. 2.12

$$B_{Emed} \approx \frac{1}{k} \sum_{i=1}^{k} B_{Ei}. \tag{2.4}$$

în care B_{Ei} reprezintă o ordonată a funcției $B_E(x)$ corespunzătoare benzii i, dacă intervalul de integrare $(0, \tau)$ s-a împărțit în k părți egale (fig. 2.12). Desigur că pentru o mai bună exactitate trebuie să se aleagă k cît mai mare.

2.2.2. Tensiunea electromotoare indusă într-o secție a înfășurării rotorice

Să presupunem că rotorul mașinii este rotit în cîmpul polilor de excitație și că în două crestături ale rotorului, situate la periferia rotorului la distanța y_1 una de alta, se află plasate w_s spire ale înfășurării rotorului care formează o bobină aparte, denumită secție de înfășurare. Fie Ω viteza unghiulară de rotație a rotorului presupusă constantă.

Cînd secția cu cele w_s spire ale sale se rotește o dată cu rotorul, fluxul dintr-o spiră oarecare variază în timp. Atunci cînd secția se află sub polul nord de excitație, fluxul are un anumit sens, iar cînd secția se află sub polul sud, fluxul schimbă de sens. Într-o poziție intermediară, fluxul devine evident nul. Prin urmare, fluxul prin spirele secției înregistrează o variație alternativă în timp, iar în spirele secției se va induce o tensiune electromotoare, a cărei expresie ne propunem să o deducem. Această expresie ne permite să înțelegem mai ușor principiile după care se realizează înfășurările de curent continuu.

La un moment oarecare t, în rotația sa, latura de ducere a secției considerate (prin latura de ducere se înțelege ansamblul conductoarelor secției care în raport cu sensul de înfășurare străbat crestătura care le conține dinspre colector spre partea opusă a rotorului, iar prin latura de întoarcere, ansamblul conductoarelor secției care străbat crestătura cealaltă, înspre colector) se află în cîmpul polilor de excitație (fig. 2.10), la distanța y socotită la periferia rotorului din dreptul axei interpolare de simetrie. Latura cealaltă a secției, latură de întoarcere, va fi plasată în cîmp la distanța $y + y_1$ în raport cu aceeași axă de referință.

Fie Γ o spiră oarecare a secției. Alegem ca sens convențional pozitiv de parcurgere a spirei Γ sensul indicat în figura 2.10. Fluxul φ_Γ care străbate spira se poate calcula considerînd o suprafață oarecare care se sprijină pe conturul Γ al spirei, suprafață orientată, asociată sensului pozitiv de parcurgere a spirei. Alegem ca suprafață de calcul a fluxului φ_Γ tocmai porțiunea din suprafața periferică a rotorului limitată de generatoarele y și $y + y_1$, elementul de arie fiind orientat spre interiorul rotorului. Se impune alegerea acestei suprafețe întrucît se cunoaște cîmpul magnetic $B_E(x)$ la periferia rotorului. Deci,

$$\varphi_\Gamma = \int_y^{y+y_1} B_E(x) L \, \mathrm{d}x,$$

Fluxul total ψ_s, corespunzător celui w_s spire în serie ale secției va fi

$$\psi_s = w_s \varphi_\Gamma,$$

întrucît toate spirele secției sînt plasate în aceleași crestături și străbătute deci de același flux fascicular φ_Γ.

Tensiunea electromotoare indusă în spirele secției va fi

$$e_s = -\frac{\mathrm{d}\psi_s}{\mathrm{d}t} = -w_s \frac{\mathrm{d}\varphi_\Gamma}{\mathrm{d}t}$$

sau, ținînd seamă de expresia fluxului φ_Γ,

$$e_s = -w_s \frac{d}{dt} \int_{y}^{y+y_1} B_E(x) L \, dx.$$

Evident, coordonata y este funcție de timp, din cauza rotației rotorului și

$$\frac{dy}{dt} = v,$$

în care v este viteza periferică a rotorului. În consecință, cunoscînd regulile de derivare sub semnul integrală, și faptul că inducția într-un punct dat este constanta în timp,

$$e_s = L \frac{dx}{dt} w_s [B_E(y) - B_E(y + y_1)] = Lvw_s [B_E(y) - B_E(y + y_1)]. \quad (2.5)$$

Prin urmare, *t.e.m. indusă prin rotație în secția considerată depinde de viteza de rotație a mașinii și de diferența între inducțiile magnetice din întrefier în dreptul laturii de ducere și respectiv de întoarcere.*

Această t.e.m. depinde desigur de deschiderea y_1 a secției.

În timp t.e.m. este o mărime variabilă depinzînd de poziția secției în cîmpul polilor de excitație. Se remarcă ușor că *t.e.m. e_s este o mărime alternativă în timp*, dacă viteza de rotație este constantă (fig. 2.13).

Se mai poate observa că t.e.m. capătă o variație optimă în timp din punctul de vedere al valorii medii pe o alternanță, dacă deschiderea y_1 a secției este egală sau aproape egală cu τ. Acest fapt este evidențiat în figura 2.13.

Dacă $y_1 = \tau$, atunci $B_E(y + \tau) = -B_E(y)$, deoarece $B_E(y)$ este o funcție alternativă cu perioada 2τ de felul celei indicate în figura 2.10.

În consecință,

$$e_s = 2Lvw_s B_E(y), \quad (2.6)$$

adică t.e.m. depinde în acest caz de inducția în dreptul laturii de ducere. Dacă secția se află cu latura de ducere în cîmp nord, atunci t.e.m. este pozitivă și are un sens identic cu sensul pozitiv ales de parcurgere a spirelor secției arătat în figura 2.10. Dacă secția se află cu latura de ducere în axa interpolară de simetrie, t.e.m. este nulă. Dacă secția se află cu latura de ducere în cîmp sud, atunci t.e.m. este negativă, sensul ei fiind invers sensului pozitiv ales.

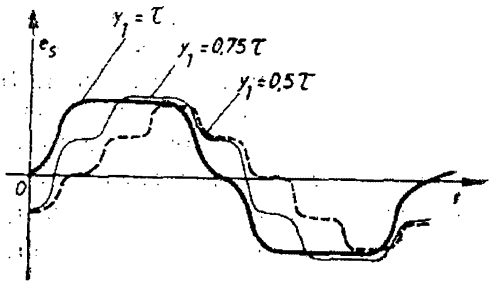


Fig. 2.13

De obicei, în mașinile electrice, condiția $y_1 = \tau$ se realizează în toate

cazurile mai mult sau mai puțin. În cazul cînd $y_1 = \tau$, se spune că secția are *pas diametral*; în cazul $y_1 < \tau$, secția are *pas scurtat*; în situația $y_1 > \tau$, care este foarte rar întîlnită în practică, se spune că secția are *pas lungit*. O scurtare $y_1 < \tau$ exagerată nu este permisă, fiindcă afectează serios t.e.m. medie pe o alternanță (fig. 2.13).

În situația $y_1 = \tau$, t.e.m. indusă variază în timp exact precum inducția magnetică variază la periferia rotorului, t.e.m. fiind proporțională cu $B_\varepsilon(y)$, iar y fiind proporțional cu timpul t.

2.2.3. Noțiuni privind înfășurările de curent continuu

Există două variante constructive de înfășurare de curent continuu care au cea mai largă răspîndire: *înfășurarea buclată* și *înfășurarea ondulată*.

În figura 2.14, *a* este reprezentată schema desfășurată a unei înfășurări buclate simple (se întîlnesc și unele combinații de înfășurări simple, în care caz înfășurările se numesc multiple). Prin schema desfășurată se înțelege o schemă în plan obținută prin tăierea rotorului după o generatoare și desfășurarea lui. În acest fel, crestăturile care erau plasate la periferia unui cilindru apar situate în același plan. În figura 2.14, *a* este schițată și schema desfășurată a colectorului, și anume, în partea de jos a figurii. De asemenea, apare în figură și umbra polilor de excitație. Înfășurarea buclată din figura 2.14 aparține unei mașini cu $2p = 4$, rotorul respectiv posedînd $Z = 24$ crestături, numerotate în figură de la 1 la 24. Înfășurările de curent continuu se realizează în două straturi, în sensul că în aceeași crestătură sînt două laturi de secție: una în partea superioară a crestăturii (figurată cu linie plină), iar cealaltă, în partea inferioară (figurată cu linie întreruptă).

Înfășurarea constă dintr-o serie de secții identice, fiecare secție avînd una sau mai multe spire (în figură pentru simplitate s-a considerat că o secție are o singură spiră), secțiile fiind legate în serie. Capetele secțiilor se leagă între ele pentru a se asigura înserierea secțiilor (sfîrșitul unei secții se leagă cu începutul alteia), și, în același timp, se leagă și la cîte o lamelă de colector. Practic, în crestătura practicată în aripioara unei lamele de colector (fig. 2.7) se lipesc cu ajutorul unui aliaj de cositor capătul de sfîrșit al unei secții și capătul de început al altei secții, după o regulă bine precizată pusă în evidență de schema înfășurării. Prin urmare, înfășurarea descrisă, ca de altfel toate înfășurările de curent continuu, nu are capete libere. *Înfășurarea de curent continuu este deci o înfășurare închisă.*

Deschiderea diferitelor secții (în figură o secție este desenată cu o linie îngroșată), adică distanța la periferia rotorului între latura de ducere a secției și latura de întoarcere, este notată cu y_1 și poartă numele de pasul secției. De obicei, $y_1 \approx \tau$, pentru motivul prezentat în paragraful precedent — obținerea unei t.e.m. medii pe o alternanță cît mai mare. În cazul concret studiat pasul polar măsurat în crestături este $\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{24}{4} = 6$, iar $y_1 = 6$, deci înfășurarea are pas diametral, $y_1 = \tau$.

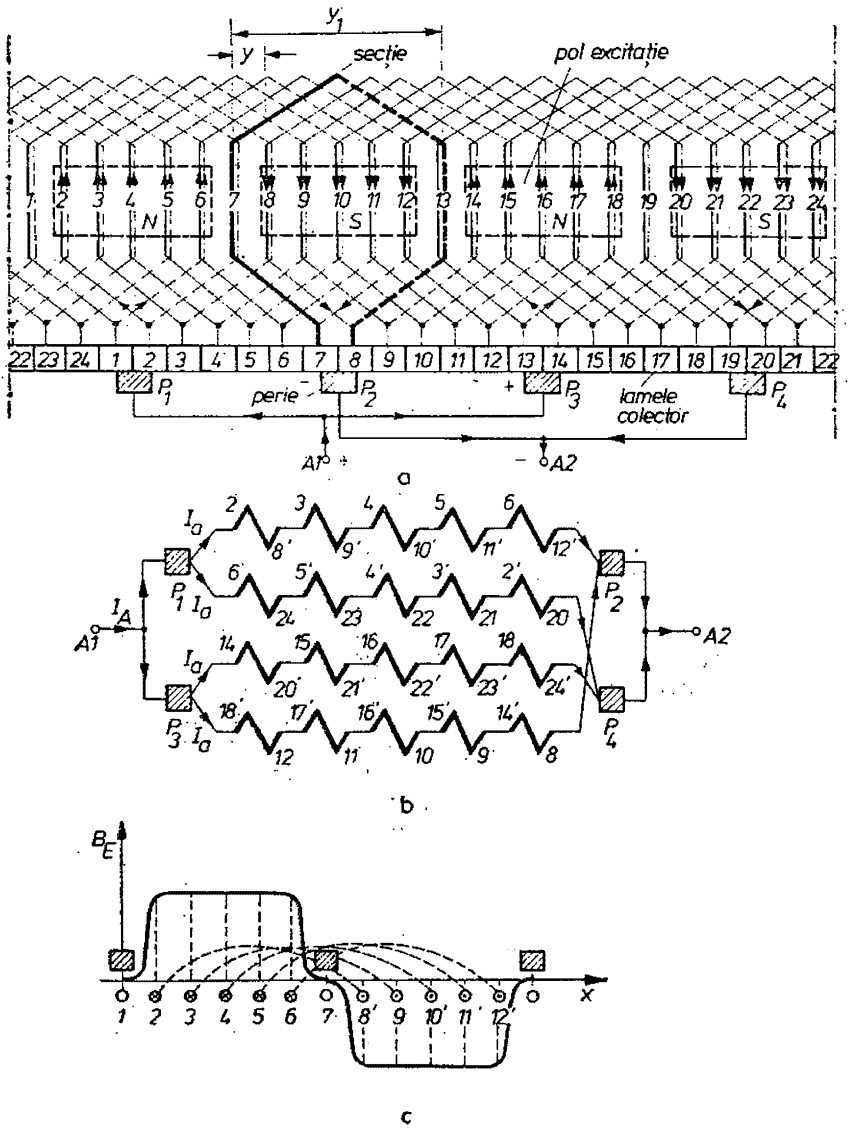


Fig. 2.14

Înfășurarea buclată se caracterizează prin faptul că toate secțiile au capetele lor legate la două lamele vecine ale colectorului, înserierea secțiilor făcîndu-se de așa manieră încît acestea se succed la periferia rotorului în același sens, la distanța de o crestătură între două secții succesive ($y = 1$). Dacă pornim de la un capăt al unei secții oarecare și urmărim conductorul din care

sînt realizate diferitele spire și secții succesive ale înfășurării, descriem o serie de bucle de periferia rotorului, de unde și denumirea de înfășurare buclată.

Pe colectorul la care sînt legate capetele secțiilor freacă 4 perii, legate alternativ două cîte două, iar fiecare pereche astfel realizată este legată la borna *A1*, respectiv *A2* a mașinii. Periile sînt egal distanțate la periferia colectorului. Lățimea periilor este de ordinul de mărime al lățimii unei lamele de colector. În figura 2.14, *a*, periile au tocmai lățimea unei lamele.

Poziția periilor pe colector are o foarte mare importanță în funcționarea mașinii de curent continuu. Se remarcă cu ușurință deocamdată că, atunci cînd mașina este în funcțiune, adică rotorul cu toate secțiile înfășurării rotorului este în rotație, periile vin în contact cînd numai cu o singură lamelă cînd cu două lamele vecine, fiindcă colectorul se rotește o dată cu rotorul, iar periile sînt fixe în spațiu. Cum la două lamele vecine ale colectorului sînt legate capetele unei secții a înfășurării, iar peria în anumite intervale de timp calcă pe ambele lamele, secția respectivă este în scurtcircuit, peria fiind bună conducătoare. Or, dacă polii mașinii sînt excitați, adică există un cîmp magnetic de excitație și rotorul se învîrtește, în diferitele secții se induc t.e.m. alternative, așa cum am văzut în paragraful precedent. Aceste t.e.m. au valori instantanee depinzînd de poziția secției respective în cîmpul polilor de excitație. Dacă secția este scurtcircuitată de perie în momentul cînd latura sa de ducere este în axa polului nord, t.e.m. este maximă și va da naștere unui curent important în secția scurtcircuitată. Secția acumulează în cîmpul său magnetic o importantă energie și devine sediul unor pierderi Joule în intervalul de timp cît este scurtcircuitată. În momentul în care, datorită rotației, peria pierde contactul cu una din lamelele la care este legată secția respectivă și scurtcircuitarea secției încetează, atunci curentul de scurtcircuit din secție trebuie să se anuleze. Cum energia localizată în cîmpul magnetic al secției nu se poate anula brusc, curentul nu se anulează nici el brusc la părăsirea lamelei de către perie, ci continuă să se închidă prin aer între lamela părăsită și perie sub formă de arc electric, în care se consumă în scurt timp energia localizată în cîmpul magnetic al secției. Aceste arcuri (scîntei) la colector între lamele și perii sînt foarte dăunătoare bunei funcționări și nu sînt admise în general.

În schimb, dacă periile sînt plasate pe colector într-o astfel de poziție încît scurtcircuitează vremelnic secții ale căror laturi de ducere sînt momentan în zona interpolară, în care cîmpul de excitație este foarte slab sau nul, atunci și t.e.m. induse în secțiile respective în acele momente sînt foarte mici sau nule și toate fenomenele descrise mai sus au loc cu o intensitate apreciabil mai redusă sau nu au loc, ceea ce este favorabil pentru funcționarea mașinii.

De aceea, întocmai ca și în figura 2.14, *a*, periile se plasează pe colector într-o astfel de poziție încît fiecare perie să scurtcircuiteze, la funcționarea mașinii, secții ale căror laturi se află în zona de cîmp de excitație foarte slab sau nul, în zona interpolară. Dacă periile scurtcircuitează vremelnic tocmai secțiile care au laturile exact în axa interpolară de simetrie, atunci se spune că *periile sînt fixate în axa neutră*. Dacă periile ocupă altă poziție decît

cea de mai sus, se spune că periile sînt decalate din axa neutră. Mai tîrziu, vom arăta că „decalarea periilor din axa neutră" poate avea și alte influențe asupra funcționării mașinii, influențe, în general, negative.

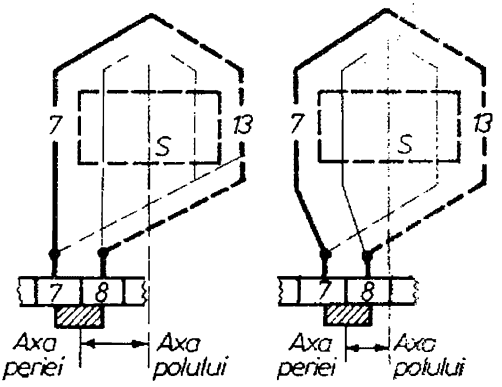


Fig. 2.15

Atragem atenția asupra faptului că poziția periilor pe colector nu poate fi raportată, în general, la poziția polilor de excitație. În cazul înfășurării prezentate în figura 2.14, *a*, cele două legături ale unei secții oarecare la două lamele vecine sînt egal de lungi. Dacă periile sînt fixate în axa neutră, așa cum este cazul înfășurării studiate, ele scurtcircuitează secții ale căror laturi sînt momentan în axele interpolare de simetrie și, prin urmare, periile, date fiind legăturile egal de lungi la colector, se află în axa de simetrie a secțiilor respective, adică în axele de simetrie ale polilor de excitație. Dar mai pot fi realizate și altfel de legături la colector. În figura 2.15 o legătură la colector a unei secții oarecare este directă, cea mai scurtă posibilă, iar cealaltă legătură mult mai lungă. Pentru o asemenea realizare constructivă a înfășurării, în situația că periile se fixează în axa neutră, observăm că periile cad în axa interpolară de simetrie și nu în axa de simetrie a polilor, ca în cazul precedent. Prin urmare, la o mașină dată, pentru care nu cunoaștem modul precis de realizare a legăturilor secțiilor la colector, nu putem ști dacă periile sînt sau nu „fixate în axa neutră" prin raportarea poziției periilor la poziția polilor de excitație. Pentru aceasta este nevoie de unele metode speciale.

Plasarea periilor de colector și legăturile dintre ele și bornele mașinii conduc la împărțirea înfășurării prezentate în figura 2.14, *a*, în patru *căi de curent*, în sensul că, dacă la bornele *A1*, *A2* ale mașinii s-ar aplica o tensiune de curent continuu, curentul absorbit de înfășurare s-ar diviza pe patru căi în paralel în interiorul ei. Ansamblul secțiilor înfășurării se împarte pe cele patru căi de curent. Figura 2.14, *b* ne arată repartiția înfășurării pe cele patru căi de curent. Această repartiție este valabilă la un moment dat, în care diferitele crestături ale rotorului se află în poziția relativă față de polii de excitație indicată în figura 2.14, *a*. Secțiile sînt arătate, prin două cifre care indică crestăturile în care sînt plasate laturile secției. Astfel, secția $2-8'$ are o latură în crestătura *2* (partea superioară), iar cealaltă latură, în crestătura *8* (partea inferioară). În consecință, în momentul considerat, cele patru căi de curent vor fi formate din următoarele secții:

calea *I*: $2-8'$; $3-9'$; $4-10'$; $5-11'$; $6-12'$;

calea a *II*-a: $6'-24$; $5'-23$; $4'-22$; $3'-21$; $2'-20$;

calea a *III*-a: $14-20'$; $15-21'$; $16-22'$; $17-23'$; $18-24'$;

calea a *IV*-a: $18'-12$; $17'-11$; $16'-10$; $15'-9$; $14'-8$.

În figura 2.14, *a*, sînt indicate și sensurile curenților prin diferitele secții, în ipoteza alimentării înfășurării în curent continuu. Se observă că *în toate crestăturile care se află sub un pol, sensul curentului prin laturile diferitelor secții este același.*

Mai există patru secții, care în momentul dat sînt scurtcircuitate de către perii. Astfel, secția $1-7'$ este scurtcircuitată de peria care calcă simultan în momentul considerat pe lamelele *1* și *2*, la care sînt legate capetele secției $1-7'$. În mod analog sînt scurtcircuitate și secțiile $19-1'$; $7-13'$; $13-19'$.

Desigur că atunci cînd rotorul se învîrtește și o dată cu el și colectorul, se schimbă componența diferitelor căi de curent, însă numărul căilor de curent rămîne același. Diferitele secții trec succesiv dintr-o cale de curent în alta, iar o secție dată intră succesiv, la o rotație completă, în toate cele patru căi de curent.

Caracteristic pentru înfășurarea buclată simplă este faptul că numărul $2a$ de căi de curent în paralel este egal cu numărul $2p$ de poli, adică $a = p$. În plus, numărul de perii pe colector este egal cu numărul de poli.

Să urmărim și poziția la momentul dat în cîmpul magnetic de excitație al secțiilor unei căi de curent oarecare, de exemplu, calea *I* (figura 2.14, *c*). Cele cinci secții în serie $2-8'$; $3-9'$; $4-10'$; $5-11'$ și $6-12'$ (care la momentul *t* alcătuiesc calea *I* de curent sînt situate toate în cîmpul primei perechi de poli. Se observă că cele cinci secții în serie ocupă însă poziții diferite în cîmpul de excitație, *secțiile fiind decalate în mod uniform în cîmp*. Dacă $y_1 = \tau$, cazul înfășurării studiate, fiecare secție are o latură în cîmp nord și cealaltă latură în cîmp sud. Ușor se remarcă că secțiile care intră în componența unei alte căi, de exemplu a *II*-a, ocupă în același moment poziții cu totul similare în cîmpul unei perechi de poli de excitație, ceea ce reprezintă o caracteristică a înfășurărilor de curent continuu.

În figura 2.16, *a*, este reprezentată o înfășurare ondulată simplă cu $Z = 17$ crestături și $2p = 4$ poli. De data aceasta, pasul polar măsurat în crestături este fracționar $\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{17}{4} = 4{,}25$. Evident, deschiderea y_1 a secțiilor înfășurării nu mai poate fi egală cu pasul polar. În cazul figurii, pasul secției este scurtat ușor, $y = 4 < \tau$. Caracteristic pentru înfășurarea ondulată este faptul că cele două capete ale unei secții (în figura 2.16, *a*, secția îngroșată $5-9'$), nu mai sînt legate la două lamele vecine de colector, ci la două lamele distanțate aproximativ cu 2τ. De exemplu, secția $5-9'$ are capetele legate la lamelele *1*, respectiv *9*, distanța între cele două lamele fiind de 8 lamele, față de $2\tau = 8{,}5$. Și în cazul înfășurării ondulate, sfîrșitul unei secții se leagă în serie cu începutul unei alte secții și în același timp se realizează și o legătură la o lamelă de colector pînă la înscrierea tuturor secțiilor, realizîndu-se o înfășurare închisă numai că două secții succesive sînt situate de data aceasta la distanța $y \approx 2\tau$ (în cazul din figura 2.16, *a*, $y = 8$).

Dacă pornim de la un capăt al unei secții presupuse cu o singură spiră și urmărim conductorul din care sînt realizate diferitele spire și secții succesive ale înfășurării, descriem o serie de unde la periferia rotorului. În acest fel se explică denumirea de înfășurare ondulată.

Plasarea periilor (în număr de patru) pe colector și legăturile între ele conduc la împărțirea înfășurării în două căi de curent. Figura 2.16, *b* arată care anume secții intră în componența fiecărei căi de curent în momentul surprins în figura 2.16, *a*. Astfel, se constată următoarea repartiție momentană a secțiilor:

calea *I*: $13-17'$; $4-8'$; $12-16'$; $3-7'$; $11-15'$; $2-6'$;

calea a *II*-a: $17-4'$; $8-12'$; $16-3'$; $7-11'$; $15-2'$; $6-10'$.

Mai există cinci secții scurtcircuitate de către perii în clipa surprinsă, și anume: $5-9'$; $14-1'$; $10-14'$; $1-5'$; $9-13'$.

Remarcăm și aici că secțiile scurtcircuitate la un moment dat de către perii au ambele laturi în zona interpolară, unde cîmpul de excitație este foarte slab, datorită întrefierului foarte mare, singura diferență constînd în faptul că scurtcircuitul se realizează prin intermediul a

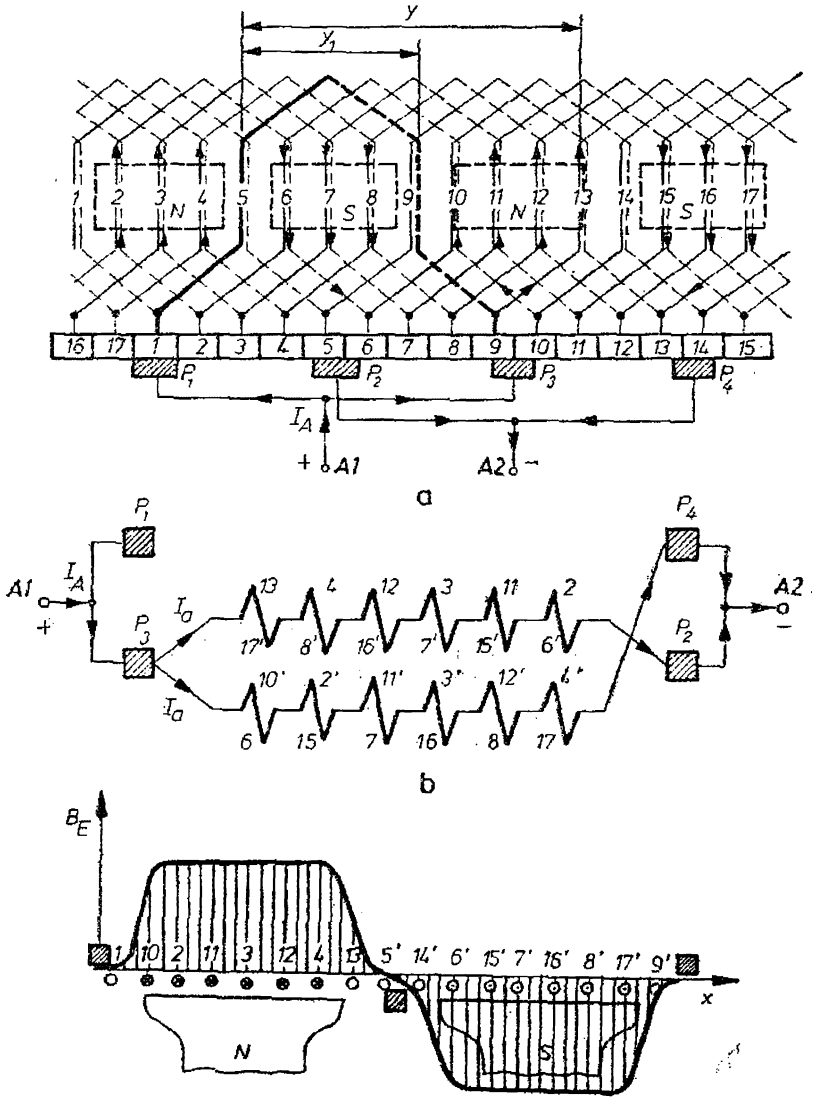


Fig. 2.16

două perii de același semn. Mai remarcăm că și în acest caz, dat fiind faptul că cele două capete ale unei secții sînt aduse la lamelele de colector prin legături de egală lungime, axa periilor coincide în spațiu cu axa polilor de excitație.

Este interesant de subliniat faptul că de data aceasta numărul $2a = 2$ de căi de curent este diferit de numărul de poli. Înfășurarea ondulată simplă, spre deosebire de cea buclată, poate conduce la scheme în care $a \neq p$ (putînd fi mai mic sau egal cu p).

Să urmărim poziția în cîmpul de excitație a secțiilor unei căi de curent (de exemplu, calea I_1). Se observă de la început o deosebire față de înfășurarea buclată, la care toate secțiile

care intrau în componența unei căi de curent se aflau decalate în spațiu în mod uniform în cîmpul unei singure perechi de poli. De data aceasta, secțiunile unei căi de curent sînt plasate în cîmpul tuturor perechilor de poli ai mașinii. Astfel, secția *13—17'* se află în cîmpul perechii a doua de poli, iar secția următoare *4—8'* în cîmpul primei perechi etc. Esențial este însă faptul că secția *4—8'* ocupă în cîmpul primei perechi de poli o poziție ușor decalată față de poziția în cîmpul perechii a doua de poli a secției *13—17'*. Secția următoare *12—16'* ocupă în cîmpul perechii a doua de poli o poziție ușor decalată (în același sens ca mai înainte) față de poziția secției *4—8'* în cîmpul primei perechi de poli. Așa încît, dacă se consideră că polii de excitație sînt identici din punct de vedere constructiv și egal excitați, totul se întîmplă, din punctul de vedere al t.e.m. induse în secții, ca și cum diferitele secții ale căii de curent considerate s-ar afla decalate uniform în cîmpul unei singure perechi de poli (fig. 2.16, *c*). Deci principial, din acest punct de vedere, nu există deosebiri între cele două tipuri principale de înfășurare de curent continuu.

În general, la ambele tipuri de înfășurare, numărul de lamele de colector este egal cu numărul de secții și de crestături. În multe cazuri însă, deoarece construcția mai multor crestături conduce la unele dificultăți tehnologice, se preferă să se reducă numărul de crestături reale la un submultiplu al numărului de lamele, în așa fel încît într-o crestătură să fie introduse mai multe perechi de laturi de secții. Se concentrează deci într-o crestătură mai mare conținutul mai multor crestături mai mici.

În practică, ambele tipuri de înfășurări sînt utilizate pe scară întinsă. Înfășurarea ondulată prezintă unele avantaje. Astfel, dat fiind faptul că secțiile care intră într-o cale de curent la un moment dat sînt distribuite sub toți polii de excitație și nu sub o singură pereche de poli ai mașinii, eventualele nesimetrii magnetice ale polilor nu au repercusiuni importante asupra t.e.m. induse în ansamblul secțiilor unei căi. În plus, se construiesc unele mașini pentru intensități mici de curent, ceea ce necesită puține căi de curent în paralel, la viteze de rotații mici, care impun un număr mare de poli de excitație. Prin urmare, în asemenea cazuri, $a < p$. Înfășurările ondulate sînt compatibile cu asemenea condiție, în timp ce înfășurările buclate nu admit asemenea condiție.

2.2.4. Tensiunea electromotoare a mașinii de curent continuu

În § 2.2.2 s-a dedus expresia t.e.m. induse în spirele unei secții și s-a utilizat expresia obținută (2.6) pentru o mai bună înțelegere a principiilor după care se realizează înfășurările de curent continuu.

În funcționarea mașinii de curent continuu interesează însă t.e.m. indusă nu într-o secție, ci în ansamblul secțiilor care la un moment dat intră în componența unei căi de curent și care se rotesc o dată cu rotorul în cîmpul polilor de excitație. Această t.e.m. e_0 va fi evident suma t.e.m. instantanee e_s induse în secțiile care intră în componența căii de curent respective. Presupunînd că deschiderea tuturor secțiilor este $y_1 = \tau$, că secțiile sînt identice și au același număr w_s de spire și că periile sînt fixate în axa neutră, se poate scrie

$$e_0 = \sum_{i=1}^{k} e_{si} = 2Lvw_s \sum_{i=1}^{k} B_{Ei}(y),$$

suma extinzîndu-se la cele k secții care intră în componența căii considerate, o secție oarecare fiind marcată cu indicele i, iar inducția în dreptul laturii de ducere a secțiunii i fiind B_{Ei}. Știm însă, din studiul înfășurărilor, că secțiile unei căi sînt desfășurate în mod uniform în cîmpul magnetic al unei perechi de poli de excitație, toate secțiile avînd laturi de ducere în cîmpul nord și laturi de întoarcere în cîmp sud (fig. 2.14, *c* ; 2.16, *c*). Laturile de ducere fiind desfășurate uniform pe un pas polar τ corespunzător unui pol nord, se poate aplica relația (2.4), care este cu atît mai exactă, cu cît numărul k de laturi de ducere ale căii considerate pe un pas polar va fi mai mare

$$\sum_{i=1}^{k} B_{Ei}(y) \approx kB_{Emed}$$

și, prin urmare, t.e.m. e_0 în momentul considerat va fi

$$e_0 \approx E_0 = 2Lvw_s B_{Emed} k.$$

În alt moment, în calea de curent considerată, vor intra alte secții datorită rotației rotorului. Dar și aceste noi secții în noul moment considerat vor fi desfășurate tot pe deschiderea a doi poli de excitație, vor fi tot în număr de k și vor avea laturile de ducere plasate în mod uniform sub un pol nord pe deschiderea unui pas polar τ.

Suma $\Sigma B_{Ei}(x_i)$, în noua situație, va fi aceeași ca și în momentul precedent și deci t.e.m. indusă în calea de curent considerată va avea aceeași expresie ca mai sus. În consecință, t.e.m. e_0 indusă într-o cale de curent este o mărime practic constantă în timp, dacă k este relativ mare, deși t.e.m. induse în diferitele secții sînt alternative în timp.

Evident, dacă k este redus, t.e.m. e_0 înregistrează unele pulsații. Acest lucru este pus în evidență în figura 2.17, în care se vede că, dacă $k = 6$ (cazul înfășurării din figura 2.14, *a*) $\Sigma E_{Ei}(x)$ variază periodic în decursul rotației rotorului între două limite, perioada T_k fiind corespunzătoare timpului ne-

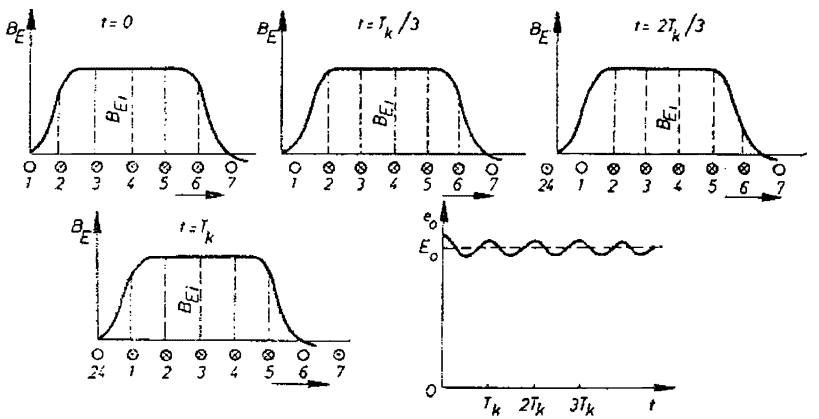


Fig. 2.17

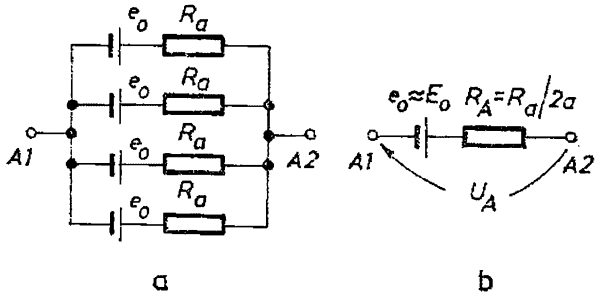


Fig. 2.18

cesar ca o crestătură să îa locul alteia. Cu cît k este mai mare, cu atît limitele de variație ale sumei studiate sînt mai apropiate una de alta și ambele de mărimea limită kB_{Emed} și cu atît perioada pulsațiilor va fi mai mică. Aceste pulsații ale t.e.m. induse într-o cale de curent pot deveni supărătoare în unele aplicații ale mașinii de curent continuu, reprezentînd oscilații parazite de frecvență ridicată (zgomot).

Mai trebuie subliniat că *t.e.m. induse în diferitele căi de curent în paralel ale mașinii sînt egale.* Se poate demonstra acest lucru foarte ușor, pe baza faptului că secțiile care intră în componența diferitelor căi de curent ocupă la un moment dat aceeași poziție în cîmpul polilor de excitație, fapt demonstrat în studiul înfășurărilor de curent continuu. În plus, se poate, de asemenea, remarca cu ușurință că t.e.m. induse în diferitele căi de curent în paralel între bornele A_1, A_2 ale mașinii au același sens (fig. 2.18, *a*). Prin urmare, dacă înfășurarea nu este străbătută de curent, între bornele *A1*, *A2* ale mașinii apare o tensiune $U_{A0} = E_0$, tensiune practic constantă în timp, dacă se neglijează pulsațiile respective ale t.e.m. induse în calea de curent (fig. 2.18, *b*).

Expresia t.e.m. E_0 se pretează la unele transformări. Astfel, dacă $2a$ este numărul de căi de curent ale mașinii și fiecare cale de curent are k secții, atunci numărul total de secții ale mașinii va fi $2ak$, iar numărul total de spire ale mașinii va fi evident $2akw_s$. De obicei, în teoria mașinilor se utilizează numărul total N de laturi de spiră plasate în crestăturile rotorului. Evident, $N = 4akw_s$.

Dacă ținem seama și de expresia vitezei periferice în funcție de viteza unghiulară de rotație

$$v = R\Omega = \frac{\pi D}{2p}\frac{p\Omega}{\pi} = \frac{p\Omega\tau}{\pi},$$

în care $R = \frac{D}{2}$ reprezintă raza rotorului, iar τ pasul polar definit prin relația (2.2), rezultă următoarea expresie a t.e.m. E_0:

$$E_0 = \frac{p}{2\pi a} N\Omega\tau L B_{Emed}.$$

Pe de altă parte, conform relației (2.3),

$$\tau L B_{Emed} = \Phi_E$$

și, prin urmare :

$$E_0 = \frac{p}{2\pi a} N \Phi_E \Omega. \tag{2.7}$$

T.e.m. indusă în înfășurarea rotorului datorită rotației rotorului în cîmpul polilor de excitație depinde de unele mărimi constructive p, a, N și de unele mărimi funcționale : fluxul Φ_E al polilor de excitație și viteza Ω de rotație. Uneori se și preferă ca pentru o mașină dată, la care p, a, și N nu mai pot fi variați, să se utilizeze următoarea expresie a t.e.m.

$$E_0 = k_E \Phi_E \Omega, \tag{2.8}$$

în care $k_E = \frac{p}{2\pi a} N$.

T.e.m. E_0 fiind proporțională cu fluxul Φ_E va depinde de solenația de excitație θ_E, respectiv curentul de excitație I_E.

Dacă circuitul magnetic al mașinii nu este saturat, atunci fluxul Φ_E este direct proporțional cu curentul de excitație I_E și expresia (2.8) devine

$$E_0 = M_{EA} I_E \Omega \tag{2.8'}$$

pe care o vom folosi deseori în cele ce urmează. Constanta de proporționalitate M_{EA} are dimensiunile unei inductivități.

Remarcăm că *t.e.m. E_0 nu depinde de modul de variație a cîmpului magnetic la periferia rotorului, dacă inducția medie B_{Emed} se păstrează aceeași.* Dacă curba $B_E(x)$ are diferite forme, însă inducția medie, respectiv fluxul Φ_E al unui pol, rămîn constante, atunci t.e.m. E_0 indusă în înfășurarea rotorului este constantă. Vom avea nevoie de această remarcă mai tîrziu.

Toate cele afirmate mai sus sînt valabile în situația cînd periile sînt fixate în axa neutră a mașinii (fig. 2.19, *a*). În cazul cînd periile sînt decalate din axa neutră, pe lîngă fenomenele defavorabile prezentate în § 2.2.3 se mai constată și o micșorare a t.e.m. indusă într-o cale de curent. Analizîndu-se, într-adevăr, poziția în cîmpul polilor de excitație (fig. 2.19, *b*) a diferitelor secții care intră la un moment dat în componența unei căi de curent, se constată că suma $\Sigma B_{Ei}(x)$ este evident mai mică decît în cazul cînd periile erau fixate în axa neutră (există și ordonate B_{Ei} negative). Dacă periile ar fi decalate din axa neutră în așa poziție încît să scurtcircuiteze momentan secții ale căror laturi se află în axa polului nord, respectiv axa polului sud, atunci t.e.m., indusă într-o cale de curent va fi nulă, căci în această situație suma

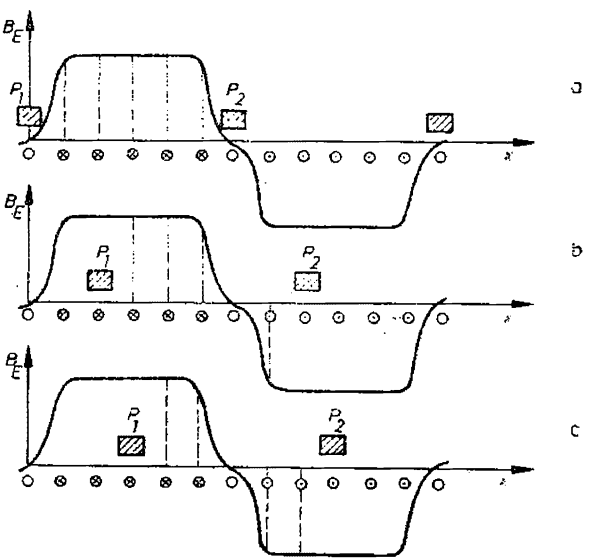


Fig. 2.19

$\Sigma B_E(x)$ este nulă (fig. 2.19, c), jumătate din laturile de ducere ale secțiilor căii de curent considerate aflîndu-se în cîmp nord, iar cealaltă jumătate a laturilor de ducere aflîndu-se în cîmp sud.

Prin urmare, *periile trebuie plasate într-o astfel de poziție încît t.e.m. E_0 indusă în înfășurarea rotorică să fie maximă.* Iată deci o metodă practică de „a plasa periile în axa neutră".

Pentru determinarea practică a sensului t.e.m. în conductoarele de la periferia rotorului se utilizează de obicei sensul vectorului $\bar{v} \times \bar{B}_E$ într-o spiră.

2.2.5. Cuplul electromagnetic dezvoltat în mașina de curent continuu

Se presupune că o mașină de curent continuu are înfășurarea de excitație alimentată în așa fel încît în întrefier există un cîmp de excitație $B_E(x)$ oarecare. Presupunem că periile sînt fixate în axa neutră și că înfășurarea rotorică este parcursă de curentul I_A, curentul într-o cale oarecare de curent din cele $2a$ căi în total va fi $I_a = \frac{I_A}{2a}$. Sensul curentului prin înfășurare este indicat în figura 2.20, care se referă pentru simplitate la o mașină cu $2p = 2$ poli. În aceeași figură este indicată și polaritatea polilor de excitație. Vom calcula cuplul electromagnetic exercitat asupra rotorului mașinii aplicînd teorema forțelor generalizate (langrangeene). Pentru aceasta, faptul dacă rotorul se învîrtește sau nu este lipsit de consecințe.

Se consideră o secție oarecare cu w_s spire într-un moment arbitrar t, cînd latura sa de ducere se află în cîmp nord la distanța y la periferia rotorului de la axa interpolară de simetrie, iar latura de întoarcere în cîmp sud, la distanța $y + y_1$ de la axa de referință aleasă. Vom considera, așa cum se întîmplă cu bună aproximație în aproape toate cazurile, $y_1 = \tau$. Vom alege ca sens pozitiv de parcurgere a spirelor secției chiar sensul curentului I_a care străbate secția. Energia de interacțiune a secției în momentul considerat în cîmpul de excitație va fi

$$W_s = I_a w_s \varphi_\Gamma,$$

unde φ_Γ este fluxul printr-o suprafață orientată, sprijinită pe conturul uneia din spirele secției. Evident, ca și în paragraful 2.2.4,

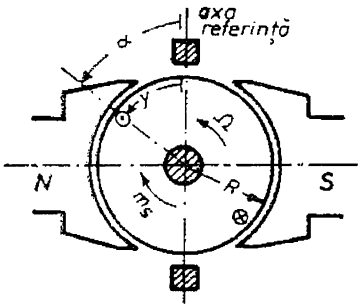


Fig. 2.20

$$\varphi_\Gamma = \int_{y}^{y+y_1} B_E(x) L \, dx,.$$

Cuplul electromagnetic exercitat asupra secției și prin ea asupra rotorului de rază R, conform teoremei forțelor generalizate și ținînd seama că coordonata generalizată este $\alpha = \frac{y}{R}$, va fi

$$m_s = \left(\frac{\partial W_s}{\partial \alpha}\right)_{i=\text{const}} = R\left(\frac{\partial W_s}{\partial x}\right)_{i=\text{const}} =$$

$$= I_a L R w_s [B_E(y + y_1) - B_E(y)].$$

În ipoteza admisă că $y_1 = \tau$, $B_E(y + \tau) = -B_E(y)$, se obține

$$m_s = -2I_a L R w_s B_E(y).$$

Prin urmare, *cuplul electromagnetic exercitat asupra secției este proporțional cu curentul I_a care străbate spirele secției și cu inducția $B_E(x)$ în dreptul laturii de ducere a secției.* Semnul minus are legătură directă cu sensul acestui cuplu : cuplul m_s este îndreptat în sensul micșorării coordonatei generalizate α, adică în sensul indicat în figura 2.20. Evident, dacă sensul curentului prin spirele secției considerate este invers sau dacă polaritatea polilor este alta, cuplul m_s rezultă pozitiv.

Cuplul electromagnetic m_s este variabil în timp o dată cu poziția secției, însă mereu de același semn. Într-adevăr, cînd secția ajunge cu latura de ducere în cîmp sud, $B_E(x)$ schimbă de semn, dar și curentul I_a prin latura de ducere schimbă de semn, iar cuplul electromagnetic își păstrează semnul. Prin urmare, cuplul m_s este un cuplu pulsatoriu, între o valoare maximă și zero.

Cuplul electromagnetic exercitat asupra celor k secții care intră în momentul t considerat în componența unei căi de curent a mașinii va fi evident

$$m_a = \sum_{i=1}^{k} m_{si} = -2I_a L R w_s L \sum_{i=1}^{k} B_{Ei}(y).$$

Suma $\Sigma B_{Ei}(x)$ a mai fost calculată în paragraful 2.2.4 și, în consecință, ținînd seama de expresia ei, se obține

$$m_a \approx M_a = -2I_a L R w_s k B_{Emed}.$$

De data aceasta remarcăm că cuplul electromagnetic exercitat asupra tuturor secțiilor unei căi de curent este constant în timp cu aproximația făcută și la calculul t.e.m. e_0 (datorită faptului că în realitate k nu este infinit de mare).

Cuplul exercitat asupra tuturor celor $2a$ căi de curent identice în paralel va fi

$$M = 2aM_a = -2aI_a L R k w_s B_{Emed}.$$

Dar $2aI_a = I_A$; $R = \frac{p\tau}{\pi}$; $kw_s = \frac{N}{4a}$ și deci valoarea absolută a cuplului electromagnetic va fi :

$$|M| = \frac{p}{2\pi a} N \Phi_E I_A. \tag{2.9}$$

Cuplul electromagnetic exercitat asupra rotorului mașinii de curent continuu este, prin urmare, *proporțional cu curentul total I_A schimbat pe la borne cu rețeaua exterioară și cu fluxul Φ_E corespunzător unui pol de excitație.* În același timp, el depinde de unele mărimi constructive ale mașinii, ca : numărul de perechi de poli p ; numărul de perechi de căi de curent a ; numărul de conductoare N la periferia rotorului. Pentru o mașină dată, se poate deci scrie, pentru valoarea absolută a cuplului,

$$|M| = k_E \Phi_E I_A. \tag{2.10}$$

Întocmai ca și t.e.m. E_0, *cuplul electromagnetic* M *nu depinde de variația cîmpului magnetic la periferia rotorului, ci numai de valoarea medie* B_{Emed} *corespunzătoare unui pol de excitație.*

Evident, variind curentul de excitație I_E, se variază implicit cuplul M la curent dat în înfășurarea rotorului.

Dacă mașina este nesaturată, fluxul Φ_E este proporțional cu I_E și se poate scrie

$$M = M_{EA} I_E I_A. \tag{2.11}$$

Cuplul electromagnetic nu este funcție de viteza de rotație a mașinii, la curent I_A dat în înfășurarea rotorului.

Sensul cuplului electromagnetic M se determină prin determinarea sensului vectorului $\bar{J} \times \bar{B}_E$ într-un conductor de la periferia rotorului, $\bar{J}$ fiind vectorul densității de curent.

2.3. Reacția magnetică a indusului

Dacă mașina de curent continuu este conectată la o rețea și există un schimb de putere electrică pe la bornele mașinii, atunci spirele înfășurării rotorului sînt străbătute de curent. Înfășurarea rotorului va produce un cîmp magnetic propriu, denumit *cîmp de reacție*, spre deosebire de cîmpul de excitație al polilor mașinii.

În funcționarea mașinii, cîmpul de reacție se suprapune peste cîmpul de excitație și influențează funcționarea mașinii. De aceea, studiul acestui cîmp de reacție prezintă o deosebită importanță.

O influență esențială în forma variației cîmpului de reacție la periferia rotorului o are poziția periilor pe colector.

Să presupunem că periile sînt fixate în axa neutră și pentru fixarea ideilor se presupune că mașina studiată are $2p = 2$ poli și o înfășurare buclată. Aceste condiții nu au repercusiuni asupra generalității concluziilor trase în acest studiu al reacției rotorului. Cîmpul produs de înfășurarea de excitație, în ipoteza că înfășurarea rotorului nu este parcursă de curent, este arătat în figura 2.9. Cîmpul produs de înfășurarea rotorului, atunci cînd acesta este străbătut de curent, iar înfășurarea de excitație nu este alimentată, este arătat în figura 2.21. Se observă că liniile de cîmp ale inducției magnetice produse de înfășurarea rotorului se închid prin piesele polare, întrefier și rotor. Pe o jumătate a unei piese polare în întrefier, liniile de cîmp ale cîmpului de reacție au același sens ca și liniile de cîmp ale cîmpului de excitație, iar pe cealaltă jumătate a aceleiași piese polare, liniile cîmpului de reacție au sens contrar liniilor cîmpului de excitație. Deci, *cîmpul de reacție întărește cîmpul de excitație pe o jumătate a piesei polare și îl slăbește pe cealaltă jumătate a piesei polare.*

Pentru a determina cantitativ cîmpul de reacție în întrefier, vom aplica legea circuitului magnetic pe un contur Γ care coincide cu o linie de cîmp

care străbate întrefierul de două ori în dreptul unor dinți rotorici situați la distanța x' de o parte și de alta, în mod simetric față de axa unui pol de excitație, înlănțuindu-se cu un număr n_x de crestături. Considerînd nulă intensitatea cîmpului magnetic în fierul polilor de excitație și al rotorului, dată fiind permeabilitatea relativ foarte mare în raport cu a aerului și remarcînd că din motive de simetrie intensitatea H_A a cîmpului de reacție în întrefier are aceeași mărime de o parte și de alta a axei polului la aceeași distanță x' de axă (însă sensuri diferite), se poate scrie pentru sensul de parcurgere a conturului indicat în figura 2.21

$$2H_A\delta = n_x\theta_a,$$

θ_a fiind solenația corespunzătoare unei crestături. Prin urmare

$$H_A = \frac{n_x\theta_a}{2\delta}.$$

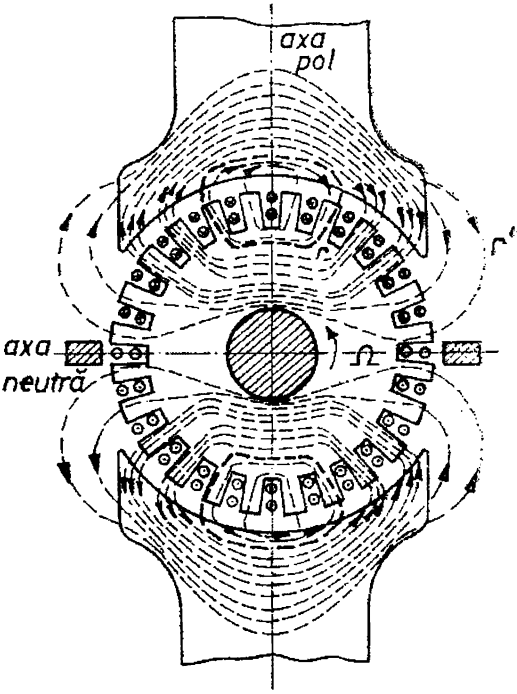


Fig. 2.21

În consecință, cîmpul de reacție are o intensitate cu atît mai mare sub pol, cu cît distanța x' este mai mare, căci în acest caz, numărul n_x de crestături de aceeași solenație va fi mai mare. În zona interpolară însă cîmpul de reacție are intensitate mult mai redusă, lungimea liniilor de cîmp prin aer fiind mare, deși solenația corespunzătoare unor asemenea linii de cîmp este și ea mare (linia de cîmp Γ' din figura 2.21).

Atunci cînd rotorul stă pe loc, cîmpul de reacție are deci variație în trepte la periferia rotorului sub pol, fiecare treaptă corespunzînd unui dinte rotoric, iar în zona interpolară cîmpul scăzînd relativ brusc.

Dat fiind faptul că în funcționarea mașinii rotorul se învîrtește și că dinții rotorici ocupă poziții variabile în raport cu axa polului de excitație, se consideră că sub piesa polară în întrefier cîmpul de reacție variază liniar, și nu în trepte (fig. 2.22).

Se mai remarcă faptul că *în zona interpolară cîmpul de reacție nu este nul*, ceea ce va avea, fără îndoială, repercusiuni în funcționarea mașinii. Atunci cînd diferitele secții vor fi scurtcircuitate de perii, t.e.m. indusă în secție de acest cîmp de reacție nu va fi nulă.

Axa de simetrie a spectrului cîmpului magnetic de reacție este axa interpolară. Un asemenea cîmp de reacție poartă numele de *cîmp transversal*, fiindcă liniile sale de cîmp se închid transversal prin polii de excitație.

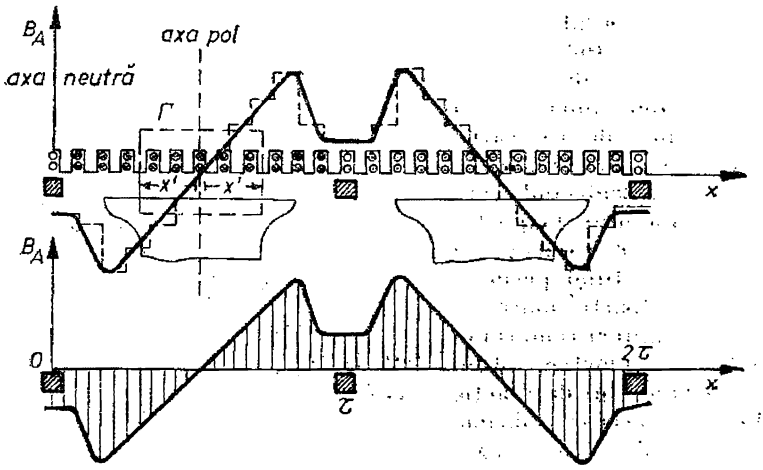


Fig. 2.22

În funcționarea normală a mașinii, cele două cîmpuri de excitație și de reacție se suprapun, dînd un *cîmp rezultant*. În ipoteza admisibilă că circuitul magnetic nu este saturat, prezentînd liniaritate, se poate deduce cîmpul rezultant B_μ din suprapunerea celor două cîmpuri (fig. 2.23).

Așa cum se vede imediat din analiza spectrului cîmpului rezultant cât și din curba variației sale la periferia rotorului, cîmpul rezultant este deformat, în sensul că liniile de cîmp nu mai sînt uniforme sub piesa polară, ci sînt mai dese sub o jumătate de piesă polară și mai rare sub cealaltă jumătate, iar în axele interpolare, cîmpul rezultant nu este nul.

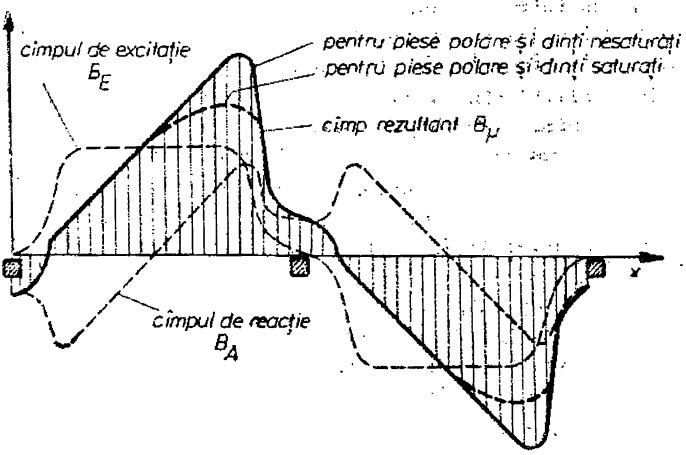


Fig. 2.23

Fluxul Φ_μ al unui pol în cîmpul rezultant însă nu este schimbat față de fluxul Φ_E corespunzător cîmpului de excitație, deoarece cîmpul rezultant este mai intens decît cîmpul de excitație sub o jumătate de piesă polară și în același timp mai slab sub cealaltă jumătate a piesei polare, încît integrala $\int BdA$ corespunzătoare părții din periferia rotorului ce revine unui pol rămîne la aceeași valoare. În consecință, nici t.e.m. E_0 indusă în înfășurarea rotorului nici cuplul electromagnetic M nu sînt afectate de cîmpul de reacție transversală, dacă mașina nu este saturată.

Dacă se ține seama însă de saturația pieselor polare și dinților rotorului, slăbirea cîmpului sub o jumătate a piesei polare (unde materialul feromagnetic nu este saturat) nu este complet compensată, în calculul fluxului corespunzător unui pol, de creșterea cîmpului în cealaltă jumătate a piesei polare (unde materialul feromagnetic se saturează datorită celor două cîmpuri cu același sens). Prin urmare, variația cîmpului rezultant este în această situație puțin diferită (curba cu linie groasă întreruptă din figura 2.22) și fluxul Φ_μ în cîmpul rezultant este cu cîteva procente mai mic decît fluxul Φ_E corespunzător cîmpului de excitație. T.e.m. E_μ va înregistra și ea în cazul funcționării mașinii în sarcină (curent în înfășurarea rotorului) o mică micșorare față de t.e.m. E_0 de la funcționarea mașinii în gol (fără curent sau cu curent neglijabil în înfășurarea rotorului), bineînțeles dacă viteza de rotație și curentul de excitație sînt aceleași în ambele regimuri.

O altă consecință neplăcută, datorită deformării cîmpului sub poli, constă în faptul că, în unele momente, t.e.m. indusă într-o secție poate atinge valori mult mai mari decît la mersul în gol. Cum această t.e.m. indusă suprasolicită izolația dintre două lamele, pot apărea descărcări electrice.

Fenomenele neplăcute provocate de cîmpul de reacție prezentate mai sus pot fi combătute prin mijloace constructive pînă la anihilare. Astfel, la mașinile moderne cîmpul de reacție din zona dintre polii de excitație poate fi anihilat prin niște poli suplimentari, de deschidere mult mai mică decît polii de excitație, numiți *poli auxiliari* sau de *comutație* (fig. 2.24, *a*, *b*). Înfășurarea lor se conectează în serie cu înfășurarea rotorică, bobinele polilor auxiliari avînd un număr convenabil de spire și fiind parcurse de curent într-un sens bine precizat pentru anihilarea reacției rotorice în zona acoperită. Polii auxiliari se prevăd la toate mașinile de c.c. de putere mai mare decît 1 kW.

La mașinile care funcționează cu șocuri importante de curent peste valorile nominale (de exemplu, motoare de laminoare) se anihilează cîmpul de reacție și pe deschiderea polilor de excitație printr-o înfășurare specială, numită de *compensare*, plasată în crestături în tălpile polare (fig. 2.24, *a*, *b*). Și această înfășurare se înseriază cu înfășurarea rotorică și este străbătută de curent de un astfel de sens, încît sub o talpă polară dată de excitație crestăturile rotorice și crestăturile polare față în față să aibă conductoare parcurse de curent în sens invers.

Prin urmare, o mașină de c.c. cu varianta constructivă cea mai complexă are patru înfășurări, prezentate schematic în figura 2.24, *c*: $A1-A2$ = înfășurarea rotorică; $B1-B2$ = înfășurarea polilor auxiliari; $C1-C2$ = înfășurarea de compensare (toate trei în serie) și $F1-F2$ = înfășurarea de excitație.

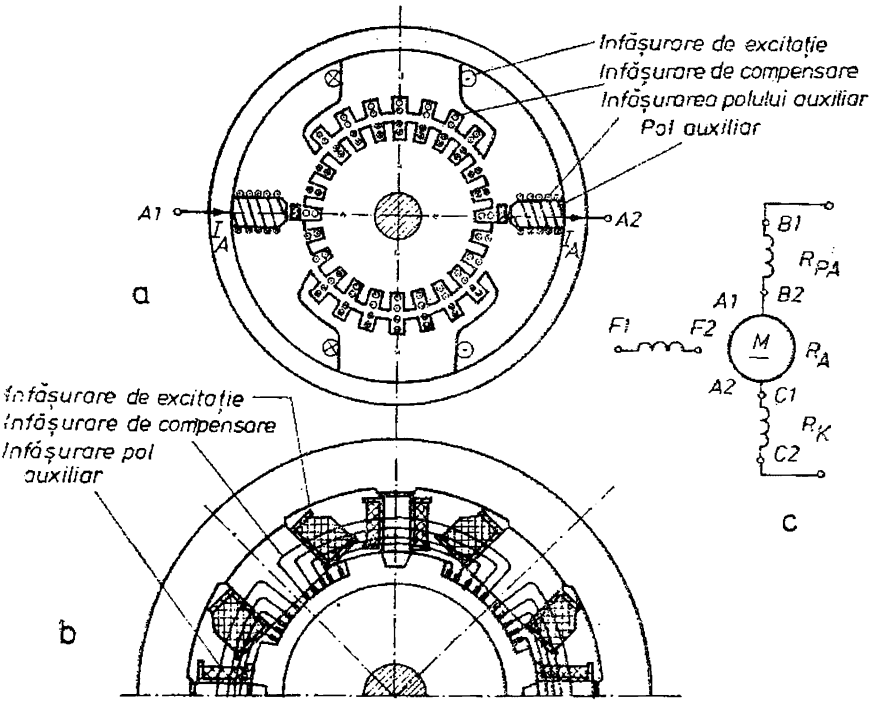


Fig. 2.24

2.4. Regimurile energetice de funcționare ale mașinii de curent continuu. Ecuațiile funcționale în regim staționar și dinamic

Mașina de curent continuu poate funcționa în trei regimuri din punctul de vedere al transformării energetice efectuate : de *generator*, de *motor* sau de *frînă*. În regimul de generator, mașina transformă puterea mecanică primită de la arbore de la un motor (care antrenează mașina) în putere electrică debitată într-o rețea de curent continuu. În regimul de motor, mașina transformă puterea electrică primită de la o rețea de curent continuu în putere mecanică cedată pe la arbore unui mecanism sau unei instalații mecanice. Precum se remarcă, în regim de motor mașina realizează transformarea inversă de putere în comparație cu regimul de generator. În fine, în regim de frînă electrică, mașina primește putere mecanică de la arbore și putere electrică de la o rețea de curent continuu și le transformă ireversibil în timp în căldură, dezvoltînd totodată un cuplu necesar frînării unui mecanism sau unei instalații mecanice.

În cele ce urmează vom studia mai în detaliu principiul de funcționare al mașinii în fiecare regim, vom stabili ecuațiile generale de funcționare staționară și bilanțul de puteri.

Vom folosi următoarele convenții : t.e.m. E_0 se consideră pozitivă, dacă are același sens cu curentul rotoric I_A ; cuplul electromagnetic M este pozitiv dacă are sensul din regimul de motor. Pentru ecuațiile funcționale în regim staționar, se adoptă convenția de sensuri pozitive pentru circuit receptor în regimul de motor sau frînă și convenția pentru circuit generator în regimul de generator.

2.4.1. Regimul de motor

Mașina de curent continuu poate funcționa, după cum s-a enunțat mai sus, și în regim de motor electric. Prin definiție, un motor electric transformă puterea electrică primită de la o rețea electrică în putere mecanică prin intermediul cîmpului electromagnetic. Puterea mecanică astfel obținută se poate utiliza pentru a pune în mișcare o mașină de lucru oarecare (o macara, un strung, o pompă, un vehicul etc.). Se demonstrează cele afirmate mai sus.

Fie pentru aceasta o mașină de curent continuu și se conectează mașina prin intermediul bornelor sale $A1$ și $A2$ la o rețea electrică de curent continuu cu tensiune constantă U_A, indiferent de condițiile de funcționare ale mașinii considerate. Mașina va absorbi de la rețea un anumit curent I_A în înfășurarea rotorului (în a polilor auxiliari și, eventual, în cea de compensare). Se presupune că înfășurarea de excitație este străbătută de un curent I_E (provenit de la o sursă oarecare sau chiar de la aceeași rețea de la care se alimentează și înfășurarea rotorului).

Se consideră că sensurile celor doi curenți I_A și I_E în cele două circuite ale mașinii sînt cele indicate în figura 2.25. Conductoarele înfășurării rotorului, fiind străbătute de curent și aflîndu-se în cîmpul polilor de excitație, vor fi solicitate de forțe electromagnetice care vor da naștere unui cuplu de rotație. Acest cuplu electromagnetic va avea valoarea absolută :

$$M = \frac{p}{2\pi a} N I_A \Phi_E,$$

sensul lui fiind arătat în figura 2.25 (forța periferică are sensul vectorului $\vec{J}_A \times \vec{B}_E$).

Dacă acest cuplu este mai mare decît cuplul static total la arborele motorului (cuplul de frecări în palierele proprii ale mașinii plus cuplul static al instalației cuplate mecanic cu arborele mașinii), atunci rotorul se pune în mișcare. Mișcarea este o mișcare accelerată pînă la momentul în care cuplul electromagnetic este egalat de cuplul rezistent care se dezvoltă la arborele mașinii. După aceea mișcarea devine uniformă. Prin urmare, mașina primește putere electrică de la rețeaua electrică de curent continuu și o cedează pe la arbore sub formă de putere mecanică mașinii de lucru pe care o pune în mișcare. Mașina funcționează într-adevăr în regim de motor electric.

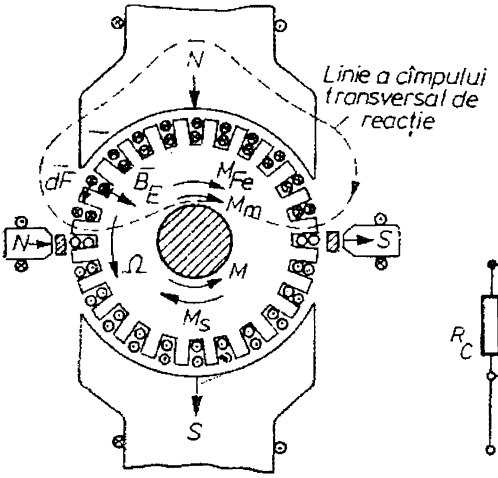


Fig. 2.25

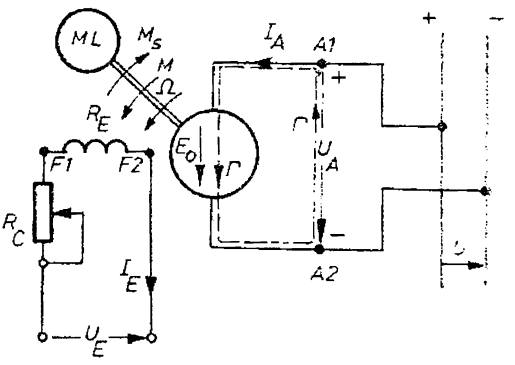


Fig. 2.26

Desigur că în secțiile înfășurării rotorului motorului electric considerat se induc tensiuni electromotoare, fiindcă diferitele secții se învîrt în cîmpul polilor de excitație.

Dacă Ω este viteza unghiulară de rotație a motorului, Φ_E fluxul pe un pol, considerînd ca sens pozitiv de parcurgere a diferitelor secții sensul curentului I_A absorbit de la rețea, rezultă o t.e.m. pe o cale de curent dată de relația

$$E_0 = -\frac{p}{2\pi a} N\Omega\Phi_E. \tag{2.12}$$

Semnul minus al t.e.m. induse între bornele motorului arată că t.e.m. E_0 are sens invers sensului pozitiv ales, adică are sens invers curentului absorbit I_A (sensul t.e.m. într-o latură oarecare a unei secții coincide cu sensul vectorului $\bar{v} \times \bar{B}_E$).

Evident, în relația precedentă trebuie cunoscută și funcția

$$\Phi_E = f(I_E). \tag{2.13}$$

Adoptînd pentru motor convenția de sensuri pozitive de la receptor (fig. 2.26), se poate deduce *ecuația de funcționare* a motorului. Pentru aceasta se aplică teorema a II-a a lui Kirchhoff unui contur Γ, care începe de la borna *A1* străbate înfășurarea rotorului prin interiorul conductoarelor din care sînt realizate secțiile înfășurării și ajunge la borna *A2*, închizîndu-se apoi prin aer la borna *A1* (cu ΔU_p căderea de tensiune în contactul perie-colector),

$$R_A I_A + \Delta U_p - U_A = E_0,$$

sau, ordonînd în alt mod diferiții termeni,

$$U_A = R_A I_A + \Delta U_p - E_2^{*)} \tag{2.14}$$

Ecuația de funcționare poate lua o formă simplificată în ipoteza că se include în căderea ohmică $R_A I_A$ și căderea de tensiune la perii ΔU_p.

$$U_A = R_A I_A - E_0. \tag{2.14'}$$

Pe baza relațiilor deja stabilite (2.12)—(2.14) pentru funcționarea mașinii de curent continuu în regim de motor electric se poate urmări mai în detaliu, de data aceasta și cantitativ, procesul transformării puterii electrice absorbite de la rețeaua electrică în putere mecanică cedată pe la arbore instalației antrenate, apelînd și la cuplurile care acționează asupra rotorului motorului.

Să presupunem că motorul antrenează o mașină de lucru ML oarecare (macara, strung etc.) care dezvoltă asupra rotorului un cuplu rezistent M_s. Desigur, cuplul M dezvoltat de motor va fi în acest caz mai mare decît cuplul rezistent, deoarece trebuie să acopere atît cuplul M_m datorit frecărilor mecanice, cuplul M_{Fe} datorit pierderilor în fier, cît și cuplul de accelerație $J\frac{d\Omega}{dt}$. Așadar,

$$M - M_s - M_m - M_{Fe} = J\frac{d\Omega}{dt}.$$

Dacă motorul se învîrtește cu viteză uniformă de rotație, atunci

$$M = M_s + M_m + M_{Fe}.$$

Desigur, puterea mecanică P_2 cedată mașinii de lucru ML antrenate va fi puterea utilă dezvoltată de către motor

$$P_2 = M_s\Omega.$$

Corespunzător cuplurilor M_m și M_{Fe} se pot defini pierderile de putere pe baza relațiilor:

$$P_m = M_m\Omega\,;\; P_{Fe} = M_{Fe}\Omega.$$

Prin urmare, puterea mecanică P, definită prin relația

$$P = M\Omega = P_2 + P_m + P_{Fe},$$

reprezintă puterea mecanică totală dezvoltată de către motor. Această putere are o semnificație fizică suplimentară, într-adevăr,

$$P = M\Omega = \frac{p}{2\pi a} N\Omega I_A \Phi_E = -E_0 I_A,$$

*) Unii autori definesc o t.e.m. E_0' egală și de sens contrar cu E_0,

$$E_0' = -E_0 = +\frac{p}{2\pi a} N\Omega\Phi_E.$$

pe care o numesc *tensiune contraelectromotoare*.

Atunci ecuația motorului s-ar pune sub forma

$$U_A = R_A I_A + \Delta U_p + E_0'.$$

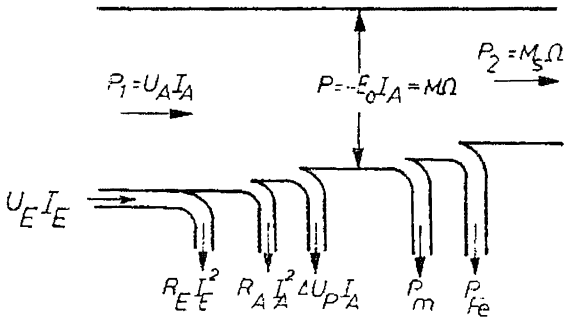


Fig. 2.27

și ținînd seama de ecuația (2.14) de funcționare a motorului,

$$P = -E_0 I_A =$$

$$= U_A I_A - R_A I_A^2 - \Delta U_p I_A.$$

Din aceste relații se deduce că puterea P are și o semnificație electrică : puterea P reprezintă în același timp o putere electrică dacă este considerată din punct de vedere al rețelei de alimentare. Ea reprezintă diferența dintre puterea electrică $P_1 = U_A I_A$ absorbită de la rețeaua electrică de alimentare și pierderile Joule $R_A I_A^2$, $\Delta U_p I_A$ din înfășurarea rotorului (și a polilor auxiliari, eventual și din înfășurarea de compensare), respectiv din contactul perii—colector. Puterea P reprezintă puterea electrică transformată în putere mecanică prin intermediul cîmpului electromagnetic din motor. Ea poartă numele de *putere electromagnetică* a motorului.

Pe baza celor prezentate mai sus se poate face bilanțul puterilor la motorul electric de curent continuu. În figura 2.27 s-a căutat să se dea o reprezentare mai sugestivă acestui bilanț. S-a luat, bineînțeles, în considerație și putere $U_E I_E$, absorbită de la o sursă electrică de alimentare și care este necesară pentru acoperirea pierderilor Joule $R_E I_E^2$ în înfășurarea de excitație (eventual și în reostatul înseriat în circuitul de excitație).

Din ecuația de funcționare a motorului în curent continuu rezultă o relație care va fi utilizată mai departe și care exprimă explicit viteza de rotație. Deoarece $E_0 = -k_E \Phi_E \Omega$ în care k_E este o constantă pentru o mașină dată, se poate scrie pe baza ecuației de funcționare

$$\Omega = \frac{U_A - R_A I_A - \Delta U_p}{k_E \Phi_E}, \tag{2.15}$$

iar în cazul utilizării ecuației simplificate de funcționare

$$\Omega = \frac{U_A - R_A I_A}{k_E \Phi_E}. \tag{2.15'}$$

Această relație pune în evidență factorii care dictează valoarea vitezei de rotație, una dintre mărimile importante care caracterizează funcționarea oricărui motor.

Observația 1. Dacă se dorește să se schimbe sensul de rotație al unui motor de c.c., trebuie să se schimbe semnul cuplului său electromagnetic. Cum $M = k_E \Phi_E I_A$, rezultă că trebuie să se modifice fie sensul curentului rotoric I_A, fie sensul curentului de excitație I_E (deci sensul fluxului Φ_E), dar nu amîndouă în același timp.

2.4.2. Regimul de generator

Se presupune că o mașină electrică de curent continuu este antrenată de către un motor primar (motor Diesel, turbină cu abur, turbină hidraulică etc.) în sensul arătat în figura 2.28 cu viteza Ω constantă. Motorul primar dezvoltă pentru aceasta cuplul activ M_a cu același sens ca și viteza de rotație. Se mai presupune că înfășurarea de excitație a mașinii de curent continuu este asigurată cu un curent I_E de la o sursă de curent continuu oarecare (care poate fi un redresor, un acumulator, un alt generator de curent continuu sau chiar mașina electrică considerată).

În aceste condiții, în secțiile înfășurării rotorice, învîrtite în cîmpul magnetic al polilor de excitație, se vor induce t.e.m. și între bornele *A1*, *A2* ale mașinii va apărea o tensiune U_{A0} egală evident cu t.e.m. E_0 indusă într-o cale de curent. Dacă între aceleași borne *A1*, *A2* se conectează o rezistență oarecare, t.e.m. E_0 va da naștere unui curent I_A, care va străbate înfășurarea rotorului, avînd același sens în secțiile înfășurării ca și t.e.m. E_0. Sensul lor comun este evidențiat în figura 2.28 (sensul t.e.m. într-o latură a unei secții coincide cu sensul vectorului $\bar{v} \times \bar{B}_E$).

La funcționarea în sarcină, tensiunea U_A la bornele înfășurării rotorului va fi deosebită de t.e.m. E_0 datorită unor căderi de tensiune cauzate de curentul I_A la trecerea prin înfășurarea rotorului (și prin înfășurarea polilor auxiliari și eventual prin înfășurarea de compensare), pe de o parte, și la trecerea prin periile mașinii, pe de altă parte. Într-adevăr, aplicînd teorema

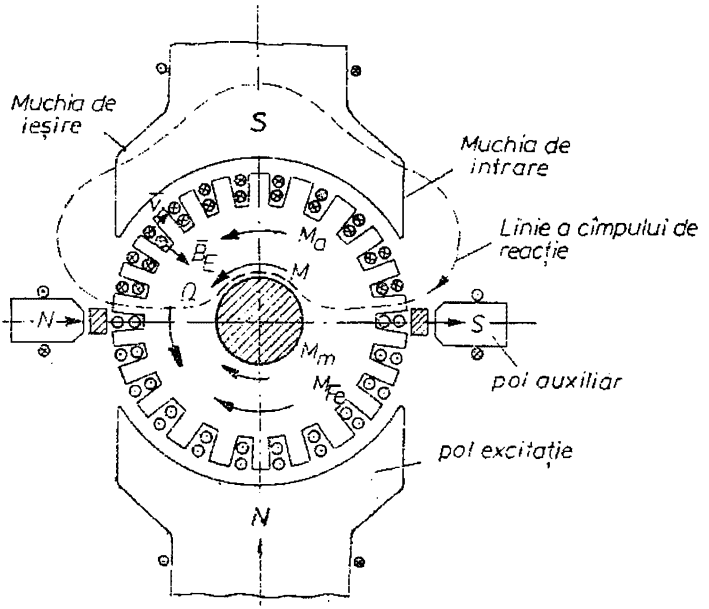


Fig. 2.28

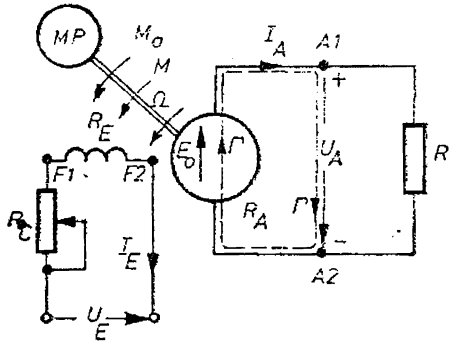


Fig. 2.29

a II-a a lui Kirchhoff unui contur Γ (fig. 2.29), plecînd de la borna $A2$, apoi trecînd prin înfășurarea rotorului, borna $A1$ și prin aer, înapoi la borna $A2$ și ținînd seama de convenția de sensuri ale diferitelor mărimi (tensiuni, curenți, t.e.m.) valabilă pentru circuitele generatoare (sensurile pozitive sînt indicate în figura 2.29), rezultă

$$R_A I_A + \Delta U_p + U_A = E_0, \quad (2.16)$$

unde R_A reprezintă rezistența totală a circuitului rotorului (inclusiv a înfășurării polilor auxiliari și a înfășurării de compensare care sînt totdeauna legate în serie cu înfășurarea rotorului), iar ΔU_p reprezintă căderea de tensiune în contactul perie—colector.

Relația de mai sus se numește *ecuația de funcționare* a mașinii în regim de generator.

În unele cazuri, în care nu se dă un accent deosebit exactității rezultatelor, se poate neglija căderea de tensiune ΔU_p la perii în raport cu căderea ohmică $R_A I_A$ sau se poate include ΔU_p în căderea ohmică $R_A I_A$. În consecință, ecuația de funcționare se simplifică

$$R_A I_A + U_A = E_0. \quad (2.16')$$

Dacă se adaugă la ecuația (2.16) relația cunoscută

$$E_0 = \frac{p}{2\pi a} N \Omega \Phi_E \quad (2.17)$$

(Φ_E fiind fluxul de excitație), ecuația caracteristică a sarcinii de rezistență echivalentă R

$$U_A = R I_A \quad (2.18)$$

și ecuația

$$\Phi_E = f(I_E), \quad (2.19)$$

atunci se obțin patru ecuații.

Dacă în aceste ecuații se consideră cunoscute mărimile Ω, I_E, R_A, I_A, p, a și N, precum și rezistența sarcinii R, atunci se pot deduce mărimile U_A, E_0, Φ_E și I_A în orice regim de funcționare a mașinii.

În situația descrisă mai sus, mașina dă receptorului o anumită putere electrică pe la borne. Această putere este, desigur, luată de la motorul primar. Prin urmare, mașina transformă puterea primită pe la arbore de la motorul primar în putere electrică cedată unui receptor. Deci mașina funcționează, într-adevăr, în regim de generator electric.

Acest lucru este pus în evidență cantitativ și mai clar prin referire la cuplurile care acționează în mașină.

Dacă mașina de curent continuu este excitată, adică înfășurarea polilor de excitație este alimentată cu curentul I_E de la o sursă oarecare, și dacă este rotită cu viteza de rotație Ω, asupra rotorului acționează : cuplul activ M_a, datorită motorului primar MP care dictează și sensul de rotație ; cuplul M_m, datorită frecării rotorului cu aerul, frecărilor în lagărele mașinii și pierderilor mecanice în ventilatorul fixat pe același arbore, cuplul M_m fiind de sens invers cuplului activ ; cuplul M_{Fe}, datorită pierderilor în fierul rotorului produse prin fenomenul de histerezis și prin curenți turbionari (Foucault), cuplul M_{Fe} fiind, de asemenea, de sens invers cuplului activ ; cuplul electromagnetic M, a cărui valoare corespunzătoare sensului pozitiv ales pentru cupluri este

$$M = -\frac{p}{2\pi a} N I_A \Phi_E, \tag{2.20}$$

sensul real al acestui cuplu fiind opus sensului de mișcare (forța periferică are sensul vectorului $\vec{J}_A \times \vec{B}_E$).

În consecință, ecuația mișcării rotorului va fi

$$M_a - M_m - M_{Fe} + M = J \frac{d\Omega}{dt},$$

J fiind momentul de inerție al grupului motor-generator.

Dacă $\Omega = \text{const}$, atunci

$$M_a = M_m + M_{Fe} - M.$$

Puterea mecanică transmisă mașinii de curent continuu prin intermediul arborelui de către motorul primar va fi :

$$P_1 = M_a\Omega = M_m\Omega + M_{Fe}\Omega - M\Omega = P_m + P_{Fe} + P,$$

în care am notat $P_m = M_m\Omega$ pierderile datorită frecărilor, $P_{Fe} = M_{Fe}\Omega$ pierderile în fierul rotorului și $P = -M\Omega$. Vom denumi mărimea P *putere electromagnetică*. Prin urmare, o parte din puterea mecanică cedată de motorul primar mașinii de curent continuu servește pentru acoperirea pierderilor mecanice și în fier, iar cealaltă parte devine putere electromagnetică. Această putere are un sens fizic ușor dacă ținem seama de relațiile (2.17), (2.20) :

$$P = -M\Omega = \frac{p}{2\pi a} N\Omega I_A \Phi_E = E_0 I_A,$$

iar pe de altă parte de

$$P = E_0 I_A = U_A I_A + \Delta U_p I_A + R_A I_A^2.$$

Așadar, puterea P privită dinspre receptor este o putere electrică. Cea mai mare parte din această putere, și anume $P_2 = U_A I_A$, se transmite receptorului legat la bornele mașinii și reprezintă putere electrică utilă, iar restul, și anume $\Delta U_p I_A + R_A I_A^2$, servește la acoperirea pierderilor Joule la perii și,

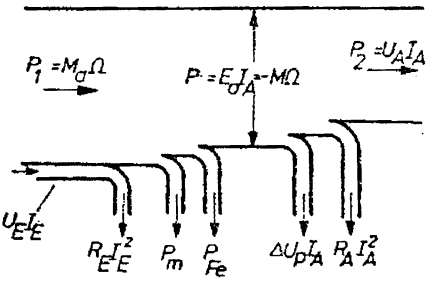


Fig. 2.30

respectiv, în înfășurările rotorului și polilor auxiliari (eventual în înfășurarea de compensare).

Bilanțul energetic al mașinii de curent continuu în regim de generator se poate urmări și în figura 2.30, în care s-a inclus și puterea $P_E = R_E I_E^2 = U_E I_E$ necesară excitării generatorului, R_E fiind rezistența înfășurării de excitație (incluzînd eventual și rezistența unui reostat înseriat în circuit).

2.4.3. Regimul de frînă electrică

Se presupune că o mașină electrică de c.c., utilizată în mod normal ca motor, este cuplată cu o mașină de lucru al cărei cuplu poate deveni activ din rezistent (macara, locomotivă), silind mașina electrică să se rotească în sens invers sensului firesc de motor cu o viteză oarecare Ω. Mai presupunem că în circuitul rotoric al mașinii electrice se intercalează o rezistență R_F, al cărui rol îl vom justifica ulterior.

În această situație circuitul rotoric conectat la sursa de tensiune U_A rămîne circuit receptor din punct de vedere energetic, curentul prin conductoarele rotorice avînd același sens ca în regimul de motor (fig. 2.31), la aceeași polaritate a tensiunii U_A. Cuplul electromagnetic dezvoltat de rotor păstrează sensul din regimul de motor (la aceeași polaritate a polilor de excitație) deoarece sensul de rotație s-a modificat, trebuie să scriem :

$$M = \frac{p}{2\pi a} N \Phi_E I_A, \tag{2.21}$$

ceea ce înseamnă că acest cuplu a devenit rezistent. El se opune cuplului activ M_a dezvoltat de mașina de lucru care impune sensul de rotație invers în comparație cu sensul natural de motor.

Mașina electrică primește deci putere electrică de la rețeaua de c.c. și putere mecanică de la mașina de lucru. Mașina transformă puterea însumată primită în pierderi în mașina electrică propriu-zisă și în rezistența adițională R_F. Un asemenea bilanț corespunde regimului de frînă electrică, definit la începutul paragrafului 1.2.

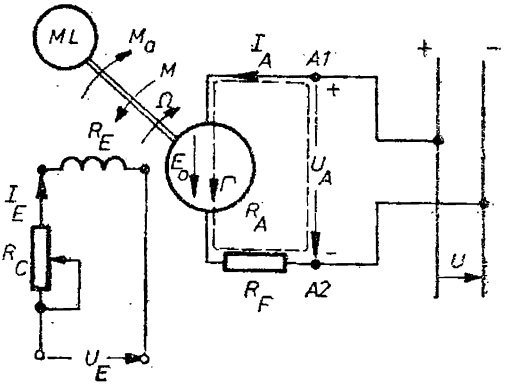


Fig. 2.31

În ceea ce privește t.e.m. indusă E_0 al cărui sens pozitiv este luat prin convenție în sensul curentului I_A, trebuie să remarcăm că la aceeași polaritate a polilor de excitație ca la motor și la sens invers de rotație, sensul t.e.m. este opus celui din regimul de motor și deci:

$$E_0 = \frac{p}{2\pi a} N \Phi_E \Omega.$$

În consecință, aplicînd teorema a doua a lui Kirchhoff în lungul conturului Γ precizat în figura 2.31, se obține:

$$(R_A + R_F) I_A + \Delta U_p - U_A = E_0$$

sau, ordonînd în alt mod termenii egalității

$$U_A = (R_A + R_F) I_A + \Delta U_p - E_0 ; \tag{2.22}$$

cum t.e.m. E_0 are același sens cu curentul I_A, ca concură cu tensiunea U_A aplicată din exterior pentru a stabili valoarea și sensul curentului I_A. Fără prezența rezistenței R_F în circuitul rotoric, curentul rotoric ar lua valori prohibitive pentru funcționarea normală a mașinii [$U_A + E_0 = U_A + k_E \Phi_E \Omega = (R_A + R_F) I_A + \Delta U_p$].

Asupra rotorului cu moment de inerție J acționează deci următoarele cupluri: cuplul M_m datorit frecărilor mecanice, cuplul M_{Fe} datorit pierderilor în fier, cuplul electromagnetic M și cuplul M_a din exterior. Legea fundamentală a dinamicii aplicată în acest caz permite să scriem

$$M_a - M - M_m - M_{Fe} = J \frac{d\Omega}{dt}, \tag{2.23}$$

din care pentru regim staționar rezultă

$$M_a = M + M_m + M_{Fe}, \tag{2.24}$$

Să înmulțim cu Ω toți termenii relației (2.24), obținîndu-se

$$P_2 = M\Omega + P_m + P_{Fe},$$

unde $P_2 = M_a \Omega$ reprezintă puterea mecanică absorbită din exterior de către rotorul mașinii electrice prin intermediul arborelui, P_m — puterea pierdută prin frecări, P_{Fe} — puterea pierdută prin curenți turbionari și prin fenomenul de histerezis, iar $P = M\Omega$ este puterea electromagnetică a mașinii. Luînd în considerație expresiile t.e.m. și cuplului, se obține

$$P = M\Omega = E_0 I_A.$$

Pe această bază putem trage concluzia că din puterea mecanică P_2 primită pe la arbore pe seama cuplului exterior, cea mai mare parte, și anume

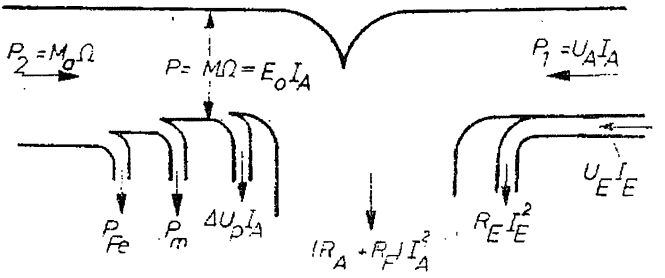


Fig. 2.32

puterea electromagnetică P, se transformă prin intermediul cîmpului electromagnetic în putere electrică a rotorului. Ce devine această putere electrică rezultă, apelînd la relația (2.22),

$$P = E_0 I_A = -U_A I_A + (R_A + R_F) I_A^2 + \Delta U_p I_A^2,$$

sau

$$P + P_1 = (R_A + R_F) I_A^2 + \Delta U_p I_A^2,$$

unde $P_1 = U_A I_A$ reprezintă puterea electrică provenită de la rețeaua de alimentare. Prin urmare, atît puterea electromagnetică provenită din puterea mecanică primită pe la arbore, cît și puterea electrică absorbită pe la borne de la rețeaua de alimentare se transformă ireversibil în pierderi Joule în înfășurarea rotorului și în rezistența în serie R_F, ca și în contactul perii-colector. Bilanțul de puteri ale mașinii electrice în regim de frînă electrică este redat în figura 2.32.

Rezistența adițională R_F este necesară pentru a se limita curentul I_A absorbit de mașină și pentru a servi drept sursă exterioară de pierderi Joule (reducînd încălzirea mașinii).

Regimul de frînă electrică are aplicații importante în acționările electrice industriale, deși aparent transformarea ireversibilă în timp a unei puteri mecanice simultan cu cea a unei puteri electrice în căldură prin efect Joule nu ar suscita interes.

2.4.4. Ecuațiile regimurilor dinamice

Să considerăm că un motor de curent continuu se află în regim tranzitoriu, tensiunea aplicată la bornele înfășurării rotorului fiind u_A, curentul absorbit i_A, tensiunea la bornele înfășurării de excitație u_E, curentul de excitație i_E. În această situație, trebuie să luăm în considerație atît regimul tranzitoriu electromagnetic care are loc în circuitele mașinii, cît și regimul tran-

zitoriu mecanic în care se află rotorul mașinii și, în consecință, se pot scrie următoarele ecuații funcționale :

$$
\begin{aligned}
u_E &= R_E i_E + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_{EE} i_E) \; ; \\
u_A &= R_A i_A + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_{AA} i_A) - e_0 \; ; \\
e_0 &= -k_E \Phi_E \Omega \; ; \\
m &= k_E \Phi_E i_A \; ; \\
m &= J \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} + m_s \; ; \\
\Phi_E &= f(i_E) \; ; \\
m_s &= f(\Omega).
\end{aligned}
\tag{2.25}
$$

Prima ecuație reprezintă aplicarea legii inducției electromagnetice în lungul *circuitului* de excitație, $L_{EE} i_E$ fiind fluxul total înlănțuit cu spirele de excitație și produs de curentul de excitație. A doua ecuație reprezintă rezultatul aplicării aceleiași legi de-a lungul circuitului rotoric, $L_{AA} i_A$ fiind fluxul total înlănțuit cu spirele înfășurării rotorice și produs de curentul propriu. L_{EE} și L_{AA} ar fi deci *inductivitățile proprii ale circuitelor* sus-amintite. Între aceste circuite nu există inducție mutuală, atunci cînd periile sînt plasate în axa neutră a mașinii. Într-adevăr, în acest caz cîmpul de reacție al *rotorului este pur transversal*, liniile sale de cîmp trec transversal prin piesele polare și nu se înlănțuie cu nici o spiră a înfășurării de excitație (dacă ne referim la mașina bipolară, se poate afirma că cele două *înfășurări*, de excitație și rotorică, acționează după axe în cvadratură spațială ; excitația produce un cîmp avînd ca axă de acțiune axa polară, iar înfășurarea rotorică acționează după axa interpolară, axa *periilor*).

Următoarele două relații ale sistemului (2.25) sînt cunoscute, ele reprezintă expresia t.e.m. induse prin rotație și, respectiv, a cuplului electromagnetic.

Ecuația a cincea reprezintă legea fundamentală a dinamicii aplicată motorului studiat, J fiind momentul total de inerție raportat la arborele motorului, iar m_s cuplul rezistent al mașinii cuplate mecanic cu motorul, inclusiv cuplurile de frecări mecanice și de pierderi în fier ale motorului.

În general, ecuațiile sistemului (2.25) *sînt neliniare*. Neliniaritatea apare datorită :

— variației inductivităților L_{EE} și L_{AA} cu starea de saturație a circuitului *magnetic* ;

— dependenței fluxului Φ_E de curentul de excitație i_E care este influențată de saturație și fenomenul de histerezis ;

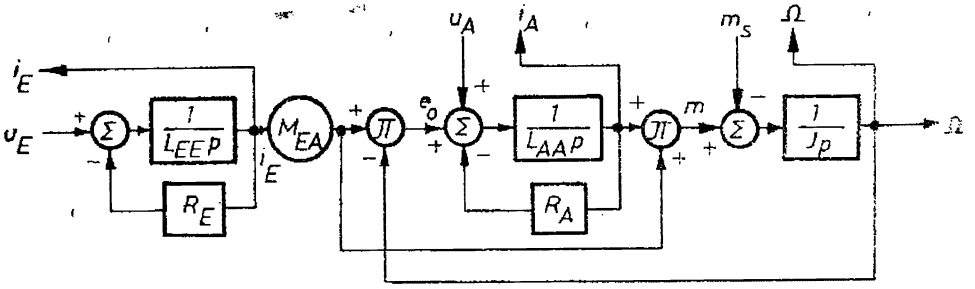


Fig. 2.33

— dependenței cuplului rezistent m_s de viteza unghiulară care poate să nu fie liniară ;

— produselor $\Phi_E\Omega$ și $\Phi_E i_A$ din expresiile t.e.m. și cuplului electromagnetic.

Această neliniaritate face deosebit de dificilă rezolvarea sistemului (2.25) prin metodele analitice. Numai în anumite cazuri, cînd se poate accepta o liniarizare în jurul unui punct de funcționare permanentă sau cînd se impun unele simplificări sau condiții restrictive, sistemul de ecuații poate fi rezolvat pe căile obișnuite. Totuși, cînd generalitatea este necesară, un calculator electronic permite soluționarea relativ ușoară a problemelor dinamice.

Sistemul de ecuații (2.25) poate fi reprezentat printr-o schemă bloc care este convenabilă pentru utilizarea unui calculator analogic și permite și o privire de ansamblu. O asemenea schemă-bloc este redată în figura 2.33, în care apare operatorul $p = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}$ numai sub forma $1/p$, care corespunde unei integrări. În figura 2.33, elementul notat cu Σ reprezintă un sumator al mărimilor de intrare, fiecare cu semnul algebric de însumare indicat în figură, iar elementul notat cu Π corespunde unui multiplicator al mărimilor de intrare, fiecare din acestea avînd semnul precizat. Pentru schema bloc din figura 2.33 s-a considerat că saturația ca și histerezisul sînt neglijabile, sistemul de ecuații fiind acum următorul :

$$\begin{aligned} u_E &= R_E i_E + L_{EE}\frac{\mathrm{d}i_E}{\mathrm{d}t}; \\ u_A &= R_A i_A + L_{AA}\frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} - e_0 ; \\ e_0 &= -M_{EA} i_E \Omega ; \\ m &= M_{EA} i_E i_A ; \\ m &= J\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} + m_s. \end{aligned} \tag{2.26}$$

În consecință, neliniaritatea provine numai din produsele $i_E\Omega$ și $i_E i_A$.

Pentru a înțelege mai ușor cum s-a realizat schema-bloc, vom rescrie ecuațiile de mai sus sub forma:

$$(u_e - R_E i_E)\frac{1}{L_{EE}p} = i_E,$$

$$(u_A - R_A i_A - M_{EA} i_E \Omega)\frac{1}{L_{AA}p} = i_A,$$

$$(M_{EA} i_E i_A - m_s)\frac{1}{Jp} = \Omega.$$

Trebuie arătat că în figura 2.33 există trei mărimi de intrare: u_E, u_A și m_s și trei mărimi asociate de ieșire: i_E, i_A și Ω. Prin urmare, schema-bloc poate fi completată imediat prin intermediul perechilor de mărimi (u_E, i_E), (u_A, i_A) și (m_S, Ω) cu sursele de alimentare ale excitației, respectiv circuitului rotoric și cu sarcina mecanică cu motorul. *Motorul de curent continuu cu excitație independentă*, care este utilizat în multe sisteme de reglare automată, *reprezintă deci un element electromecanic neliniar multivariabil în cazul general al regimurilor dinamice.*

Pentru regimul dinamic de frînă electrică propriu-zisă sînt valabile tot ecuațiile (2.25), cu singura diferență că t.e.m. e_0 și cuplul electromagnetic își schimbă semnul.

Pentru regimul dinamic de generator, ecuațiile (2.25) rămîn de asemenea valabile, numai tensiunea u_A schimbă de semn, iar cuplurile m_s și m schimbă locurile, cuplul m_s aparținînd motorului de antrenare a generatorului.

2.4.5. Clasificarea mașinilor de curent continuu după tipul excitației

Mașinile de curent continuu se pot clasifica și după modul de realizare a excitației. În tabelul 2.1 s-au prezentat diferitele tipuri de mașini de curent continuu, iar în paragrafele următoare se vor trece în revistă principalele caracteristici și performanțe ale acestor tipuri.

Tabelul 2.1

- Mașini de curent continuu
  - cu magneți permanenți
  - cu o singură înfășurare de excitație
    - alimentată de la o sursă independentă (separată)
    - alimentată de la înfășurarea rotorică
      - în serie (reacție pozitivă de curent)
      - în derivație (reacție pozitivă de tensiune)
  - cu mai multe înfășurări de excitație
    - alimentate de la înfășurarea rotorică (serie + derivație)
      - adiționale
      - diferențiale
    - alimentate de la surse independente și de la înfășurarea rotorică
      - adiționale
      - diferențiale

În general, puterea necesară excitației este de 1—10% din puterea nominală a mașinii (mai mult la mașini de foarte mică putere nominală, mai puțin la mașini foarte mari).

2.5. Caracteristicile motoarelor de curent continuu

2.5.1. Motorul cu excitație separată (derivație)

De la bun început trebuie să facem precizarea că între motorul cu excitație separată (fig. 2.26) și cel cu excitație derivație (fig. 2.34, *a*) nu există nici o deosebire. Dat fiind faptul că tensiunea U_A aplicată la bornele înfășurării rotorului motorului de excitație derivație se va presupune constantă, indiferent de condițiile de funcționare ale motorului, curentul I_A prin înfășurarea rotorică este complet independent de curentul I_E de excitație. Prin urmare, în regim staționar, motorul derivație este în același timp și motor cu excitație separată. În regim dinamic, această concluzie este încă valabilă, deoarece între înfășurarea rotorică și cea de excitație derivație nu intervin cuplaje magnetice. În consecință, nu are nici un rost să luăm în considerație fiecare dintre cele două tipuri de motoare în parte.

Pentru o mașină de curent continuu cu excitație derivație (separată) dată, care funcționează în regim de motor, următoarele mărimi pot varia în timpul funcționării : U_A, I_E, I_A, Ω, M, P_2. Dependența dintre două din aceste mărimi, celelalte fiind presupuse constante, poartă numele de *caracteristică* a motorului. Vom trece în revistă câteva dintre caracteristicile motorului cu excitație derivație care ilustrează mai bine calitățile sale.

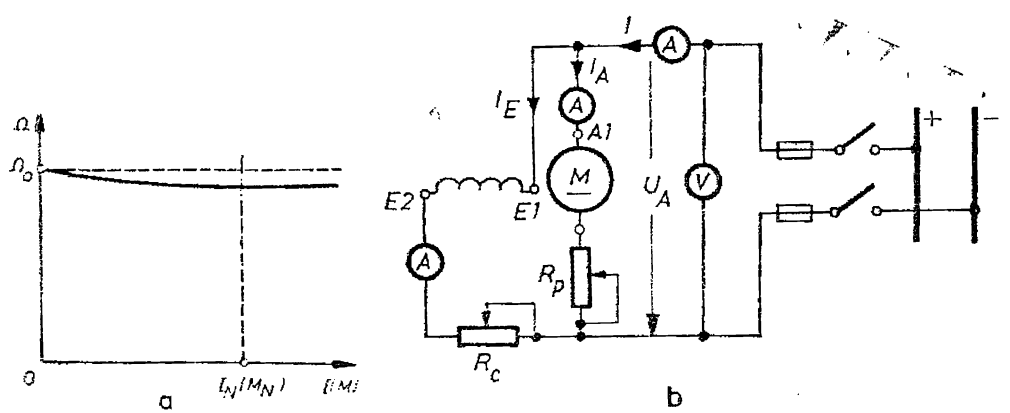


Fig. 2.34

Caracteristica vitezei la mersul în sarcină se definește prin ecuația $\Omega = f(I)$, pentru $U_A = \text{const} = U_{AN}$ și pentru $I_E = \text{const}$. Deoarece, în general, curentul de excitație reprezintă în regimul nominal de funcționare cîteva procente din curentul din înfășurarea rotorului, iar $I = I_A + I_E$, se poate considera că această caracteristică este practic tot una cu caracteristica $\Omega = f(I_A)$.

Alura caracteristicii $\Omega = f(I_A)$ se poate deduce utilizînd expresia vitezei de rotație (2.15)

$$\Omega = \frac{U_A - R_A I_A - \Delta U_p}{k_E \Phi_E} = \Omega_0 - \frac{R_A I_A + \Delta U_p}{k_E \Phi_E},$$

unde :

$$\Omega_0 = \frac{U_A}{k_E \Phi_E} \tag{2.27}$$

reprezintă *viteza la mersul în gol ideal* ($I_A = 0$, motor fără nici un fel de pierderi).

Atunci cînd curentul I_A crește, numărătorul expresiei de mai sus scade, iar numitorul este practic constant, deoarece și $I_E = \text{const}$. Așadar, viteza de rotație scade liniar o dată cu creșterea curentului absorbit de înfășurarea rotorului, adică odată cu creșterea cuplului rezistent la arbore (cuplul dezvoltat de motor fiind proporțional cu curentul I_A). Scăderea este puțin importantă față de viteza la mersul în gol corespunzătoare aceluiași curent de excitație care se menține constant, fiindcă chiar în plină sarcină căderile de tensiune $R_A I_A + \Delta U_p$ nu reprezintă decît cîteva procente din tensiunea U_A. Deci viteza scade în sarcină nominală în raport cu mersul în gol cu cîteva procente (fig. 2.34, *b*). Mai mult, dacă ținem seama și de scăderea de cîteva procente a fluxului rezultant Φ_R o dată cu sarcina în raport cu fluxul Φ_E la mers în gol (la aceleași curent de excitație) din cauza reacției transversale a rotorului, rezultă că spre curenți I_A mai intenși, caracteristica vitezei are uneori chiar tendința să urce din nou. Dacă se schimbă valoarea curentului de excitație, se obține o altă caracteristică a vitezei în sarcină. Prin schimbarea valorii curentului de excitație, care se menține constantă în tot timpul ridicării caracteristicii, se obține o familie de caracteristici ale vitezei în sarcină. Dintre acestea, mai interesantă din punct de vedere al posibilității de apreciere a calității motorului este aceea în care curentul de excitație are o valoare care asigură la mersul în gol viteza nominală de rotație indicată de constructor.

Curentul I se variază prin modificarea cuplului rezistent la arborele mașinii. Acest lucru se poate obține relativ comod prin cuplarea motorului cu un generator, a cărui încărcare se variază treptat. Alteori se poate încărca motorul prin cuplarea lui cu o frînă hidraulică sau cu o frînă mecanică etc.

Caracteristica cuplului electromagnetic reprezintă relația $M = f(I_A)$ pentru $I_E = \text{const}$ și $U_A = \text{const}$. Ea este redată în figura 2.35.

Ținînd seama că cuplul electromagnetic M al motorului este dat de relația $M = k_E \Phi_E I_A$, rezultă că, atît timp cît reacția indusului este neglijabilă, caracteristica cuplului devine $M = K I_A$ (expresie în care $K = k_E \Phi_E$ este constantă) și este reprezentată printr-o linie dreaptă, trecînd prin origine

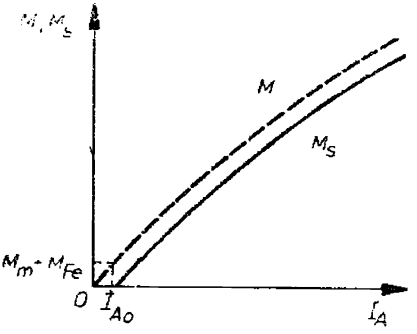


Fig. 2.35

(linia punctată din figura 2.35). Cînd pentru sarcini mai ridicate reacția indusului se face simțită, fluxul se reduce puțin cu sarcina și curba cuplului deviază ușor.

Cuplul util M_s la arborele mașinii va fi dat de cuplul electromagnetic, din care se scad cuplurile M_m și M_{Fe}. Deci $M_s = M - M_m - M_{Fe}$.

Ținînd seama că M_m și M_{Fe} își păstrează o valoare practic constantă pentru orice valoare a sarcinii, deoarece viteza și excitația mașinii sînt practic constante, rezultă că pentru a obține caracteristica cuplului util M_s în funcție de curentul de sarcină trebuie să scădem din caracteristica M valoarea constantă $M_m + M_{Fe}$; aceasta echivalează cu deplasarea caracteristicii M, paralel cu ea însăși, cu distanța $M_m + M_{Fe}$ măsurată pe axa ordonatelor. Se obține curba trasată cu linie plină din figura 2.35. Intersecția acestei curbe cu axa absciselor dă curentul I_{A0} de mers în gol real al mașinii.

Caracteristica mecanică se definește prin ecuația $\Omega = f(M_s)$ la $I_E = \text{const}$ și $U_A = \text{const} = U_{AN}$. Această caracteristică este derivată din caracteristica vitezei la mersul în sarcină. Ea are importanță deosebită pentru practică. Pentru deducerea alurei acestei caracteristici vom apela la unele considerente simplificatoare.

În regim uniform de rotații $M = M_s + M_m + M_{Fe}$, cuplurile M_m și M_{Fe} fiind relativ mici. Se poate deci scrie $M \approx M_s$. Așadar, pentru deducerea alurei caracteristicii mecanice, definită prin funcția $\Omega \approx f(M_s)$, se poate utiliza cu foarte bună aproximație funcția $\Omega = f(M)$.

Deoarece

$$M = \frac{p}{2\pi a} N I_A \Phi_E,$$

rezultă că pentru o mașină dată $M = k_E \Phi_E I_A$. Dacă curentul de excitație este constant și se neglijează reacția indusului, atunci cuplul este proporțional cu curentul I_A din înfășurarea rotorului. În consecință, caracteristica are aceeași alură cu caracteristica vitezei $\Omega = f(I_A)$ la mersul în sarcină (fig. 2.34, *b*).

Expresia analitică a acestei caracteristici mecanice în cazul neglijării reacției indusului și a căderii de tensiune la perii este

$$\Omega = \frac{U_A}{k_E \Phi_E} - \frac{R_A}{k_E^2 \Phi_E^2} M.$$

Dar, conform (2.27), $\frac{U_A}{k_E \Phi_E} = \Omega_0$ reprezintă viteza de mers în gol ideal. Pe de altă parte, cuplul de pornire (corespunzător vitezei $\Omega = 0$) este

$$M_p = \frac{U_A}{k_E \Phi_E} \frac{k_E^2 \Phi_E^2}{R_A} = \Omega_0 \frac{k_E^2 \Phi_E^2}{R_A}.$$

În consecință, caracteristica mecanică se poate pune sub forma

$$\Omega = \Omega_0 \left(1 - \frac{M}{M_p}\right).$$

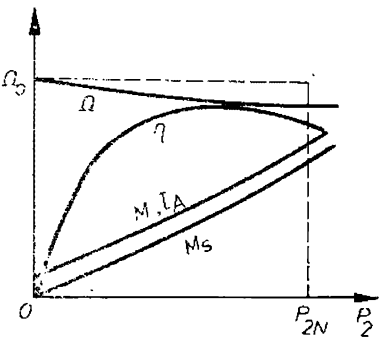


Fig. 2.36

O asemenea caracteristică mecanică în care viteza de rotație scade foarte puțin (cîteva procente) la mersul în sarcină față de mersul în gol se numește *caracteristică dură* (sau tare). *Motorul electric cu excitație separată (derivație) are, așadar, o caracteristică mecanică dură.* Reținem ca o consecință faptul că puterea mecanică P_2 cedată pe la arbore instalației antrenate este practic funcție doar de cuplul rezistent ($P_2 = M_s\Omega$ la I_E = const, Ω fiind practic constant).

Caracteristica mecanică dură limitează utilizarea motorului cu excitație derivație (separată) numai la instalațiile care necesită viteză de rotație practic constantă, independentă de sarcină. Astfel de instalații sînt mașinile-unelte, laminoarele, pompele hidraulice, compresoarele etc.

Caracteristicile în sarcină ale motorului se pot ridica în funcție de puterea P_2 produsă la arborele motorului.

În figura 2.36 sînt reprezentate caracteristicile de sarcină ale motorului derivație în funcție de puterea utilă P_2 la arborele său, și anume:

— caracteristica vitezei: $\Omega = f(P_2)$;
— caracteristica curentului în indus: $I_A = f(P_2)$;
— caracteristica cuplului util: $M_s = f(P_2)$;
— caracteristica randamentului: $\eta = f(P_2)$.

Ca și caracteristicile de sarcină în funcție de curentul din indus, aceste caracteristici se ridică aplicînd mașinii o tensiune constantă, și anume egală cu tensiunea sa nominală ($U_A = U_{AN}$), și menținînd curentul de excitație la o valoare constantă (I_E = const). Forma acestor caracteristici este foarte apropiată de aceea a caracteristicilor în funcție de curentul absorbit. Ele sînt ridicate de preferință atunci cînd putem măsura puterea utilă P_2 cu ajutorul unei frîne sau al unui generator tarat.

Dacă viteza motorului ar fi constantă, cuplul M_s, ca și M, ar varia proporțional cu P_2. Deoarece viteza variază puțin cu sarcina $\left(\text{cuplul } M_s = \frac{P_2}{\Omega}\right)$ curba $M_s = f(P_2)$ va fi curbată puțin în sus și la fel curba $M = f(P_2)$.

Observația 1. Trebuie să reținem faptul că la motorul cu excitație separată (derivație), datorită caracteristicii sale mecanice dure, se poate afirma că *viteza unghiulară este impusă în regim permanent de tensiunea* U_A, la flux Φ_E dat, conform relației (2.27). În ceea ce privește *curentul* I_A *absorbit de circuitul rotoric*, acesta *este impus de cuplul rezistent* M_s dezvoltat la arborele motorului de mașina de lucru antrenată. Deci, pentru mai multă claritate, nu cuplul M_s depinde de curentul I_A, așa cum aparent arată figura 2.35, ci invers (dacă bineînțeles U_A și Φ_E sînt date).

Ecuațiile regimului dinamic al motorului de curent continuu cu excitație separată sînt cele stabilite în § 2.4.4. Sistemul de ecuații (2.26) poate fi liniarizat în anumite cazuri, cînd se impun și anumite condiții, și anume:

— comanda motorului prin semnal aplicat înfășurării de excitație, curentul rotoric fiind constant (I_A = const);

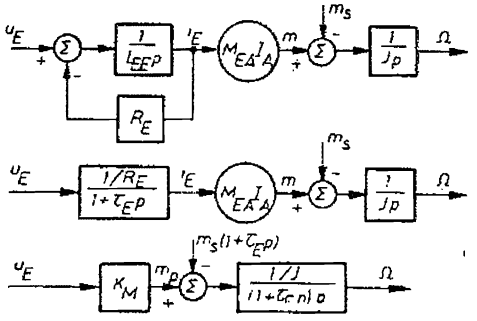


Fig. 2.37

a — comanda motorului prin semnal aplicat înfășurării de excitație, la tensiune rotorică constantă (U_A = const);

b — comanda motorului prin semnal aplicat înfășurării rotorului, curentul de excitație fiind constant (I_E = const).

c *Comanda prin înfășurarea de excitație cu I_A=const* este supusă următoarelor ecuații funcționale de bază:

$$u_E = (R_E + L_{EE}p)i_E;$$

$$M_{EA}I_A i_E = pJ\Omega + m_s,$$

mărimea de intrare fiind tensiunea u_E aplicată excitației, iar mărimea de ieșire, viteza unghiulară Ω a arborelui motorului.

Schema-bloc a motorului studiat se deduce în acest caz din schema generală din figura 2.33 și este reprezentată în figura 2.37, *a*, care poate fi completată cu caracteristica mecanică $\Omega = f(m_s)$ a sarcinii pentru a avea o reprezentare globală. Schema-bloc din figura 2.37, *a* poate fi simplificată, așa cum se arată în figurile 2.37, *b*, *c*.

În figura 2.37, *b* se observă că tensiunea u_E impune viteza unghiulară Ω prin intermediul unui element de întîrziere cu constanta de timp $\tau_E = L_{EE}/R_E$ a circuitului excitației.

În figura 2.37, *c*, schema-bloc a fost pusă sub o formă în care motorul apare ca un simplu convertor tensiune-cuplu, cu factor de transfer

$$K_M = \frac{M_{EA}I_A}{R_E},$$

presupunîndu-se că inerția și frecările sale pot fi incluse într-un bloc corespunzător sarcinii. Cuplul m_s reprezintă în această situație cuplul total rezistent.

Funcția de transfer a ansamblului motor-sarcină în cazul $m_s = 0$ se duce imediat din figura 2.37, *c*:

$$\frac{\Omega(\sigma)}{u_E(\sigma)} = \frac{K_M/J}{\sigma(1+\sigma\tau_E)},$$

σ fiind operatorul Laplace.

Deși această metodă de comandă a motorului cu excitație independentă prezintă avantajul unei puteri mici de comandă (puterea de excitație), ea este handicapată de faptul că circuitul rotoric (de putere relativ mare) trebuie să fie alimentat de la o sursă de curent constant (relativ scumpă) și de faptul că viteza de răspuns este mică (constanta de timp $\tau_E = 0{,}5 \div 1$ s).

Comanda prin înfășurarea de excitație la $U_A = const$ este supusă ecuațiilor funcționale din sistemul (2.26), care este neliniar. Se presupune deci că mărimile de intrare ale sistemului motor-sarcină înregistrează mici abateri (notate cu semnul „prim") în jurul valorilor corespunzătoare unui regim staționar (notate cu indicele „zero") :

$$u_E = U_{E0} + u'_E ;$$
$$u_A = U_{A0} + u'_A ;$$
$$m_s = M_{s0} + m'_s,$$

mărimile de ieșire avînd și ele următoarele expresii :

$$i_E = I_{E0} + i'_E ;$$
$$i_A = I_{A0} + i'_A ;$$
$$\Omega = \Omega_0 + \Omega',$$

între mărimile regimului staționar existînd relațiile :

$$U_{E0} = R_E I_{E0} ;$$
$$U_{A0} = R_A I_{A0} - E_0 = R_A I_{A0} + M_{EA} I_{E0} \Omega_0 ;$$
$$M_0 = M_{EA} I_{E0} I_{A0} = M_{s0}.$$

Introducînd în ecuațiile sistemului (2.26) noile expresii ale mărimilor funcționale și ținînd seama de relațiile regimului staționar, se deduce sistemul următor de ecuații, în care variabilele sînt abaterile mici notate cu „prim" ;

$$u'_E = (R_E + L_{EE}p) i'_E ;$$
$$u'_A = (R_A + L_{AA}p) i'_A + M_{EA} I_{E0} \Omega' + M_{EA} \Omega_0 i'_E ;$$
$$m' = M_{EA} I_{E0} i'_A + M_{EA} I_{A0} i'_E = Jp\Omega' + m'_s.$$

În aceste relații produsele între două variabile „prim" au fost neglijate în comparație cu termenii care au un singur factor „prim", conform ipotezei că abaterile „prim" sînt relativ foarte mici față de valoarea de indice „zero" corespunzătoare regimului staționar considerat ca referință. În acest fel s-a realizat o liniarizare a sistemului de ecuații funcționale în jurul regimului staționar de referință.

În figura 2.38, *a* s-a redat un model matematic corespunzător ecuațiilor sistemului liniarizat. Pentru ipoteza $u_A = \text{const}$ și $m_s = \text{const}$, modelul se simplifică, conform figurilor 2.38, *b*, *c*, deoarece în acest caz $u'_A = m'_s = 0$. Funcția de transfer a sistemului în această ultimă ipoteză va fi :

$$\frac{\Omega'(\sigma)}{u'_E(\sigma)} = -\frac{1}{R_E I_{E0}^2 M_{EA}} \frac{M_{EA} I_{E0} \Omega_0 - R_A I_{A0}(1 + \sigma\tau_A)}{(1 + \sigma\tau_E)(1 + \sigma\tau_m + \sigma^2 \tau_m \tau_A)},$$

în care σ este operatorul Laplace, $\tau_E = L_{EE}/R_E$ (corespunzătoare regimului staționar caracterizat prin valoarea I_{E0} a curentului de excitație), $\tau_A = L_{AA}/R_A$; $F = M_{EA}^2 I_{E0}^2 / R_A$; $\tau_m = J/F$. Parametrul M_{EA} se determină

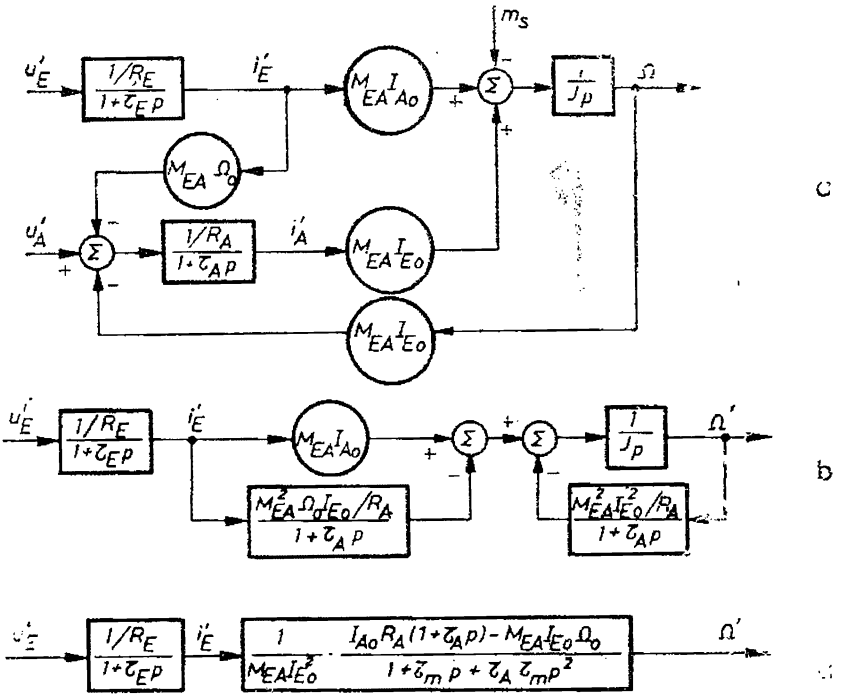


Fig. 2.38

pentru regimul staționar de referință. Așa cum era de așteptat, o creștere a tensiunii de excitație u_E atrage după sine o scădere a vitezei unghiulare Ω (conform semnului minus din funcția de transfer).

Atragem din nou atenția că rezultatele de mai sus sînt valabile numai în cazul unor abateri mici ale mărimilor funcționale. Altminteri sistemul este neliniar și trebuie studiat ca atare.

Comanda prin înfășurare rotorică cu $I_E = const$, numită deseori și comanda tip Ward Leonard, conduce la următoarele ecuații funcționale de bază :

$$u_A = M_{EA} I_E \Omega + (R_A + pL_{AA}) i_A ;$$

$$M_{EA} I_E i_A = pJ\Omega + m_s,$$

mărimea de intrare fiind tensiunea u_A aplicată înfășurării rotorice, iar mărimea de ieșire, viteza unghiulară Ω.

Particularizînd schema generală din figura 2.33, în cazul studiat rezultă schema-bloc din figura 2.39, *a*, care se poate simplifica pe baza algebrei schemelor-bloc. În schemele din figurile 2.39, *b*, *c*, s-a notat

$$\tau_A = \frac{L_{AA}}{R_A} ; \quad \tau_m = \frac{J}{F} ; \quad K'_M = \frac{M_{EA} I_E}{R_A} ; \quad F = \frac{M_{EA}^2 I_E^2}{R_A}.$$

În ultima schemă din figura 2.39, motorul a fost idealizat, prezentîndu-se sub forma unui simplu convertor tensiune-cuplu, cu factor de transfer K'_{MI}; momentul său de inerție și frecările au fost transferate sarcinii. În absența cuplului m_s, funcția de transfer a ansamblului motor-sarcină este

$$\frac{\Omega(\sigma)}{u_A(\sigma)} = \frac{K'_{MI}/F}{1 + \sigma\tau_m + \sigma^2\tau_A\tau_m},$$

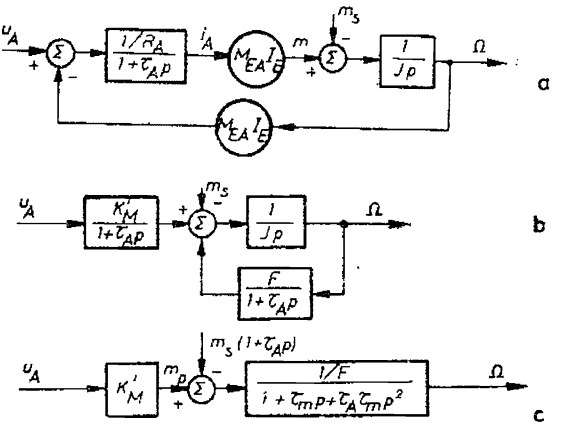


Fig. 2.39

ceea ce arată că motorul cu excitație independentă este în acest caz asimilabil cu un element de întîrziere de ordinul doi, putînd conduce la oscilații amortizate ale vitezei unghiulare în multe situații.

Într-o primă aproximație, justificată numai uneori în practică, se poate neglija constanta de timp τ_A a circuitului indusului (de ordinul 10^{-2} s) în raport cu constanta de timp τ_m (de ordinul 10^{-1} s). Ca urmare, funcția de transfer a servomotorului se simplifică

$$\frac{\Omega(\sigma)}{u_A(\sigma)} = \frac{K'_{MI}/F}{1 + \sigma\tau_m},$$

care conduce la concluzia că motorul cu excitație separată se comportă din punct de vedere dinamic, cu o oarecare aproximație, ca un element de întîrziere cu o constantă de timp $\tau_m = \frac{J}{F}$.

Observația 1. Introducerea unui coeficient F de frecare vîscoasă pe cale funcțională de către motorul însuși reprezintă un aspect cu totul favorabil din punctul de vedere al stabilității sistemului de reglare automată, motorul contribuind la amortizarea oscilațiilor ce ar putea interveni în funcționarea sistemului.

Observația 2. Motorul cu excitație realizată prin magneți permanenți se comportă în regim staționar sau dinamic ca și motorul cu excitație separată la $\Phi_E = \text{const}$ și prezintă aceleași caracteristici funcționale.

2.5.2. Motorul cu excitație derivație (separată) cu o înfășurare suplimentară serie de corecție

Există motoare cu dublă excitație în care excitația derivație este predominantă, iar excitația serie acționează diferențial (în sens contrar) și are caracter de corecție. Un asemenea motor poate avea o caracteristică mecanică foarte dură (curba *b* din figura 2.40), adică o viteză de rotație practic constantă, independentă de cuplul rezistent la arborele mașinii.

Dacă înfășurarea serie care acționează diferențial este mai puternică, se poate obține o caracteristică mecanică de tipul *c* din figura 2.40, conform căreia, atunci cînd cuplul rezistent

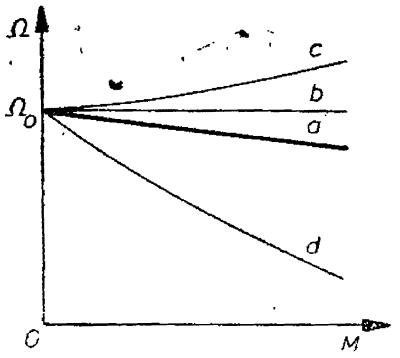


Fig. 2.40

crește, viteza de rotație crește și ea. O asemenea caracteristică poate fi neplăcută în exploatare. În cazul curbei *c*, dacă sarcina prezintă o caracteristică de tipul $M_s = \text{const}$ (instalație de ridicat), atunci condiția (1.2) nu este îndeplinită și se ajunge la o funcționare instabilă.

Dacă excitația serie este adițională, acționînd în același sens cu excitația derivație, atunci caracteristica mecanică devine mai elastică, mai căzătoare (caracteristica *d* din figura 2.40).

Se observă că printr-un mijloc relativ simplu — adăugarea unei înfășurări suplimentare de excitație — se poate modela caracteristica mecanică a motorului în așa fel, încît să corespundă în măsură cît mai mare cerințelor procesului tehnologic în care intervine instalația respectivă antrenată de motor. Avînd o caracteristică mecanică atît de maleabilă (spre deosebire de motoarele de curent alternativ, care sînt mult mai rigide din acest punct de vedere), motoarele de curent continuu au încă o largă utilizare practică, deși, în general, rețeaua electrică industrială care ne stă la dispoziție este o rețea de curent alternativ.

2.5.3. Motorul cu excitație serie

Motorul de curent continuu cu excitație serie are o utilizare relativ largă. Schema principială a acestui tip de motor este dată în figura 2.41.

Funcționarea motorului cu excitație serie nu se deosebește principial de cea a motorului cu excitație derivație.

Ecuația de funcționare a motorului este aceeași,

$$U_A = -E_0 + R_A I_A + \Delta U_p,$$

în care de data aceasta U_A reprezintă tensiunea de la bornele înfășurării rotorului și a polilor auxiliari. Dacă U este tensiunea rețelei, se poate scrie următoarea relație între U și U_A:

$$U = U_A + R_E I_A. \tag{2.29}$$

Înfășurarea de excitație, fiind conectată în serie cu înfășurarea rotorului, va fi străbătută de același curent, deci $I_E = I_A = I$. Această particularitate are serioase repercusiuni asupra caracteristicilor de funcționare ale motorului cu excitație serie.

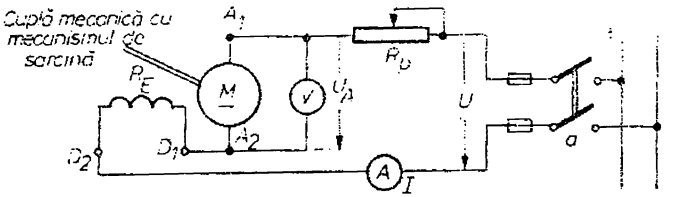


Fig. 2.41

Caracteristica vitezei la mersul în sarcină se definește prin $\Omega = f(I)$ pentru $U = \text{const} = U_N$. Alura acestei caracteristici se deduce din expresia vitezei de rotație, ținînd seama de relația (2.29):

$$\Omega = \frac{U_A - R_A I_A - \Delta U_p}{k_E \Phi_E} = \frac{U - (R_A + R_E) I_A - \Delta U_p}{k_E \Phi_E} .$$

Atunci cînd curentul $I_A = I$ absorbit de la rețea crește, numărătorul expresiei scade. În același timp, numitorul crește, deoarece fluxul $\Phi_E = f(I_A)$. Cînd curentul I_A variază de la mersul în gol al motorului la mersul în sarcină normală, numitorul crește sensibil la început proporțional cu curentul I_A, iar apoi, cînd se face resimțită saturația circuitului magnetic și fenomenul reacției transversale a rotorului, fluxul rămîne practic constant. În același timp, numărătorul scade continuu, liniar cu curentul I_A. Această scădere este numai de cîteva procente chiar la sarcina normală. În consecință, viteza de rotație variază sensibil cu curentul de sarcină.

La valori scăzute ale curentului de sarcină, viteza de rotație este foarte mare, iar înspre sarcini ridicate viteza scade simțitor (fig. 2.42, *a*). În apropierea curentului normal I_{AN} de sarcină, viteza de rotație nu mai scade decît în foarte mică măsură (numitorul fracției care dă valoarea vitezei de rotație rămîne practic constant). Porțiunea din caracteristică care se poate ridica experimental este pusă în evidență în figură prin linie plină. Ω_m reprezintă viteza unghiulară maximă admisă din considerente de securitate mecanică [$\Omega_m \approx (2-2{,}5)\,\Omega_N$].

Prin urmare, caracteristica vitezei de rotație la mersul în sarcină este net deosebită de caracteristica corespunzătoare a motorului cu excitație derivație.

Caracteristica cuplului electromagnetic se definește ca $M = f(I_A)$ la $U = \text{const}$. Se știe că cuplul electromagnetic dezvoltat de o mașină electrică de curent continuu este proporțional cu fluxul de excitație Φ_E (mai precis, cu fluxul Φ_u în cîmpul rezultant) și cu curentul I_A din înfășurarea rotorului. În cazul motorului serie, $\Phi_E = f(I_A)$. Atît timp cît circuitul magnetic al mașinii este nesaturat, fluxul Φ_E este practic proporțional cu curentul I_A și deci cuplul electromagnetic M va depinde practic de pătratul curentului rotoric I_A, $M = k_m I_A^2$. Cînd circuitul magnetic s-a saturat și se ține seama și de reacția transversală a rotorului, atunci fluxul Φ_E este practic constant și

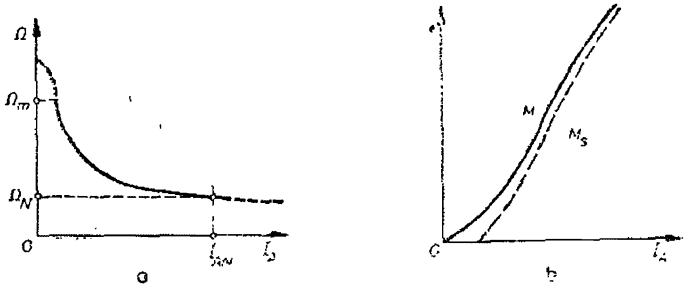


Fig. 2.42

deci cuplul electromagnetic variază proporțional cu curentul rotoric I_A, $M = k_m I_A$. Pe această bază se explică alura curbei din figura 2.42, *b*.

Cuplul util M_s variază în funcție de curentul I_A, așa cum evidențiază curba întreruptă din figura 2.42, *b*. La sarcini reduse ale motorului, viteza este mult mai mare, cuplul M_m de frecări mecanice crește sensibil, în timp ce cuplul corespunzător pierderilor în fier este practic constant (viteza crește, fluxul scade la curenți reduși).

Caracteristica mecanică este definită prin ecuația $\Omega = f(M_s)$, pentru $U = \text{const} = U_N$. La fel ca la motorul cu excitație derivație, vom considera pentru deducerea alurei acestei caracteristici că $M \approx M_s$. Pe baza considerațiilor din paragraful anterior se poate deduce alura caracteristicii mecanice pornind de la caracteristica vitezei de rotație la mersul în sarcină.

Astfel, pentru curenți I_A, absorbiți de la rețeaua de alimentare, relativ reduși în raport cu curentul nominal (inexistența saturației circuitului magnetic), se obține următoarea expresie analitică a caracteristicii mecanice

$$\Omega = \frac{U - (R_A + R_E)K_1\sqrt{M} - \Delta U_p}{K_2\sqrt{M}}.$$

Pentru curenți I_A relativ mari (existența saturației), dimpotrivă, este valabilă expresia

$$\Omega = \frac{U - (R_A + R_E)K_1' M - \Delta U_p}{K_2'}.$$

Racordînd cele două curbe construite pe baza expresiilor analitice de mai sus, se obține caracteristica din figura 2.43. Se remarcă alura generală asemănătoare cu alura caracteristicii vitezei de rotație la mersul în sarcină, aceea a unei hiperbole echilatere deplasate în raport cu axa absciselor. Viteza de rotație variază în limite largi în funcție de cuplul rezistent la arbore. Caracteristica este rapid căzătoare în comparație cu caracteristica analoagă a motorului cu excitație derivație. O asemenea caracteristică mecanică este denumită *caracteristică elastică* (sau *moale*). Așadar, *motorul cu excitație serie are caracteristica mecanică elastică.*

Reținem faptul important pentru delimitarea domeniului de utilizare a motorului cu excitație serie că puterea mecanică cedată pe la arbore instalației antrenate este practic constantă, indiferent de valoarea cuplului rezistent ($P_2 = M_s\Omega = \text{const}$, din cauza variației hiperbolice a vitezei în raport cu cuplul rezistent). Instalații care impun condiția $P_2 \approx \text{const}$ sînt : instalațiile de acționare electrică a trenurilor, tramvaielor și instalațiilor de ridicare (macarale, ascensoare etc.).

Nu trebuie trecută cu vederea și o mare deficiență a motoarelor serie, aceea de a se roti cu viteze foarte mari, uneori nepermise din motive de securitate mecanică, atunci cînd cuplul rezistent la arbore este redus sau se anulează (mersul în gol). De aceea, la unele motoare cu excitație serie de putere foarte mică se prevăd anumite regulatoare sau limitatoare automate de viteză sau motorul este prevăzut cu o dublă excitație, cea serie fiind predominantă, iar înfășurarea derivației adiționale avînd caracter de corecție, în

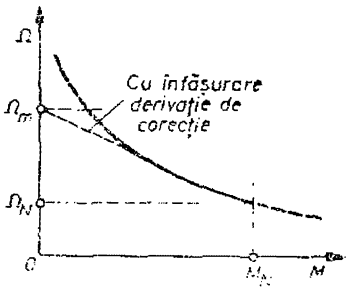


Fig. 2.43

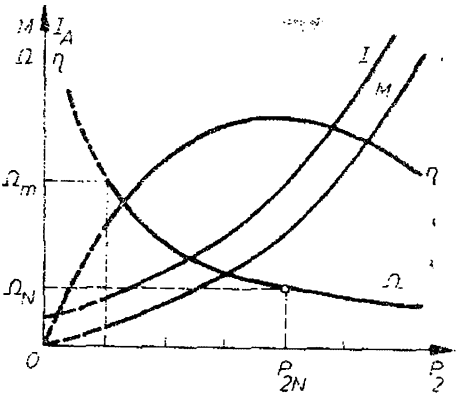


Fig. 2.44

scopul limitării vitezei de rotație la cupluri rezistente mici (caracteristica linie subțire întreruptă din figura 2.43).

Alte caracteristici ale motorului serie în funcție de puterea utilă sînt prezentate în figura 2.44.

Ecuațiile regimului dinamic al motorului serie se deduc imediat din ecuațiile generale stabilite în § 2.4.4 :

$$u = (R + Lp)i + M_{EA}\Omega i ;$$
$$M_{EA}i^2 = Jp\Omega + m_s, \qquad (2.30)$$

în care $R = R_A + R_E$, $L = L_{EE} + L_{AA}$. Sistemul de ecuații este evident neliniar, chiar în lipsa saturației și histerezisului magnetic, datorită prezenței termenilor i^2 și Ωi.

În cele ce urmează ne propunem să dăm un exemplu de liniarizare a ecuațiilor funcționale în regim dinamic pentru a deduce o funcție de transfer a motorului serie. Vom presupune că realizăm liniarizarea în jurul unui punct de funcționare staționară caracterizat prin mărimile U_0, I_0, Ω_0 și M_{s0}. Se va presupune, de asemenea, că mărimile funcționale prezintă variații relativ mici (notate cu prim) în jurul valorilor corespunzătoare punctului ales de funcționare staționară :

$$u = U_0 + u' ;$$
$$i = I_0 + i' ;$$
$$m_s = M_{s0} + m_s' ;$$
$$\Omega = \Omega_0 + \Omega'.$$

Pe baza sistemului (2.30) se poate scrie

$$U_0 + u' = (R + Lp)(I_0 + i') + M_{EA}(\Omega_0 + \Omega')(I_0 + i') ;$$
$$M_{EA}(I_0 + i')^2 = Jp(\Omega_0 + \Omega') + M_{s0} + m_s',$$

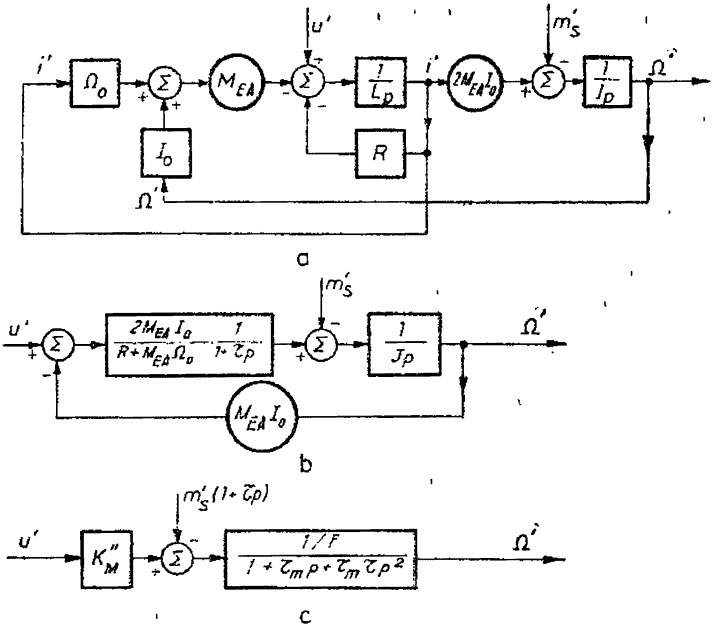


Fig. 2.45

dar, ţinînd seama de ecuaţiile regimului staţionar :

$$U_0 = RI_0 + M_{EA}\Omega_0 I_0,$$
$$M_{EA} I_0^2 = M_{s0}, \tag{2.31}$$

şi neglijînd produsul a două semnale variabile de mică elongaţie în jurul valorilor staţionare, din sistemul (2.31) rezultă :

$$u' = (R + Lp)i' + M_{EA} I_0 \Omega' + M_{EA}\Omega_0 i' ;$$
$$2 M_{EA} I_0 i' = Jp\Omega' + m'_s,$$

Sistemul liniarizat de ecuaţii de mai sus conduce la modelul matematic din figura 2.45, *a*, care poate fi transfigurat într-un model analog cu cel din figura 2.39. În figurile 2.45, *b*, *c* s-a notat

$$K''_M = \frac{2M_{EA}I_0}{R + M_{EA}\Omega_0} ; \quad F = \frac{2M_{EA}^2 I_0^2}{R + M_{EA}\Omega_0}.$$

Aceste figuri pot servi la deducerea funcţiei de transfer a motorului serie pentru analiza stabilităţii corespunzătoare semnalelor mici în jurul unui punct de regim staţionar în cazul $m'_s = 0$;

$$\frac{\Omega'(\sigma)}{u'(\sigma)} = \frac{K''_M/F}{1 + \sigma\tau_m + \sigma^2\tau_m\tau},$$

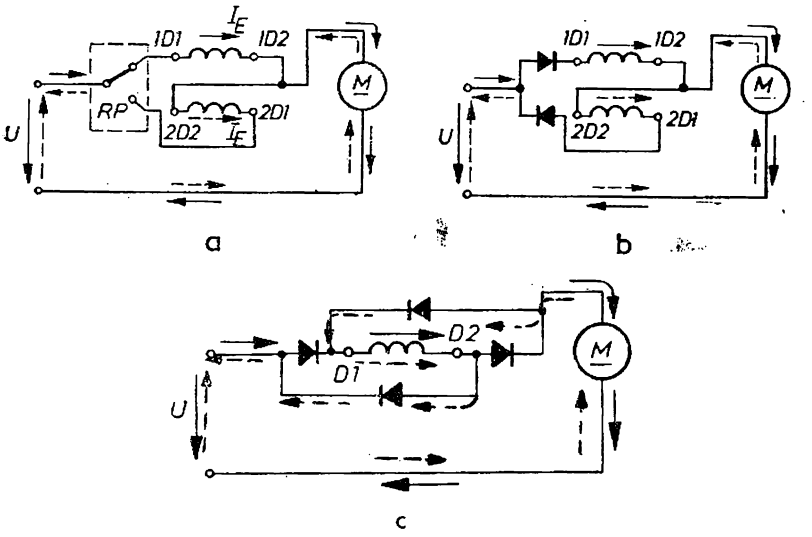


Fig. 2.46

în care σ reprezintă operatorul Laplace, iar

$$\tau = \frac{L}{R + M_{EA}\Omega_0}; \quad \tau_m = \frac{J}{F}.$$

Această funcție de transfer evidențiază faptul că și motorul serie introduce frecări vîscoase pe cale funcțională, cu efecte pozitive privind stabilitatea sistemului în care lucrează motorul.

Dacă tensiunea rețelei este constantă ($u' = 0$) și cuplul rezistent introduce perturbația m'_s, funcția de transfer va fi :

$$\frac{\Omega'(\sigma)}{M'(\sigma)} = -\frac{(1 + \sigma\tau)/F}{1 + \sigma\tau_m + \sigma^2\tau_m\tau}.$$

Din nefericire, *motorul serie nu inversează sensul de rotație o dată cu polaritatea tensiunii aplicate.* Într-adevăr, la schimbarea polarității tensiunii u a rețelei de alimentare se schimbă și sensul curentului în înfășurarea rotorică, și cel al fluxului de excitație, așa încît cuplul electromagnetic rămîne de același semn și motorul nu inversează sensul de rotație. Pentru a putea fi utilizată ca servomotor reversibil, mașina serie trebuie să fie prevăzută cu un dispozitiv special, de exemplu un releu polarizat *RP* sau două diode și cu două înfășurări de excitație sau o singură înfășurare dar cu patru diode, conform schemelor principiale din figura 2.46. Atunci cînd tensiunea u își schimbă polaritatea, releul *RP* conectează cealaltă înfășurare de excitație, care asigură un flux de același sens. În acest fel, la schimbarea polarității tensiunii aplicate fluxul își conservă semnul, în timp ce curentul i schimbă de semn, și o dată cu acesta și cuplul electromagnetic. Evident, o asemenea instalație poate fi utilizată numai la puteri mici.

Observația 1. Motorul cu excitație serie poate fi utilizat și în curent alternativ, cu aceleași bune performanțe ca și în curent continuu, în care caz poartă denumirea de *motor universal.*

2.6. Pornirea motoarelor de curent continuu. Scheme de comandă automatizată cu relee și contactoare

În practică se utilizează următoarele metode de pornire a motoarelor de c.c. :

— conectarea directă a motoarelor la rețea ;

— înserierea de rezistențe suplimentare în circuitul indusului ;

— variația tensiunii de alimentare fără reostat de pornire.

În unele cazuri, cum este cazul în instalațiile maritime cu elice, este posibilă aplicarea combinată a ultimelor două metode.

2.6.1. Pornirea directă

Din punctul de vedere al prețului redus al aparaturii și simplității operației de pornire, conectarea directă a motorului la plină tensiune a rețelei este, desigur, cea mai avantajoasă. În acest caz, operația de pornire se reduce de fapt la simpla închidere a contactorului din circuitul rotorului numai că înfășurarea de excitație în derivație se excită în prealabil.

Cu toate acestea, metoda aceasta are un șir de defecte foarte importante, determinate de șocul însemnat al curentului de pornire la conectare. Din această cauză :

— pe colectorul motorului se poate ivi un foc circular;

— în cazul unei operații de lungă durată (instalație cu inerție mare) se observă o ridicare foarte mare a temperaturii tuturor înfășurărilor din circuitul indusului ;

— funcționarea aparaturii de protecție și de măsură din circuitul indusului se complică ;

— are loc o cădere importantă a tensiunii în rețeaua de alimentare dacă nu este dimensionată pentru șocul curentului de pornire ;

— la arborele motorului apare un mare cuplu de accelerare, pentru care trebuie să fie calculat mecanismul de transmisie la mașina antrenată ; în caz contrar aceasta din urmă poate suferi avarii.

Să vedem ce factori determină șocul de curent rotoric la pornire în gol prin conectarea directă la rețea a motorului, fie acesta un motor cu excitație separată (sau derivație), curentul de excitație fiind constant și stabilit anterior.

Ecuațiile funcționale în acest caz sînt :

$$U = R_A i_A + L_{AA} \frac{di_A}{dt} + M_{EA} I_E \Omega ;$$

$$m = M_{EA} I_E i_A = J \frac{d\Omega}{dt},$$

care conduc la următoarele relații în transformate Laplace :

$$\frac{U}{\sigma} = R_A(1 + \sigma\tau_A)I_A(\sigma) + M_{EA}I_E\Omega(\sigma);$$

$$M(\sigma) = M_{EA}I_EI_A(\sigma) = \sigma J\Omega(\sigma).$$

Din aceste relații se deduc expresiile

$$I_A(\sigma) = \frac{U\tau_m}{R_A}\,\frac{1}{1 + \sigma\tau_m + \sigma^2\tau_m\tau_A};\quad \Omega(\sigma) = \frac{U}{M_{EA}I_E}\,\frac{1}{(1 + \sigma\tau_m + \sigma^2\tau_m\tau_A)},$$

care arată că variația în timp a curentului rotoric i_A (ca și a vitezei Ω) depinde de jocul valorilor constantelor de timp τ_m și τ_A definite în § 2.5.1,

$$\tau_A = \frac{L_{AA}}{R_A};\quad \tau_m = \frac{JR_A}{M_{EA}^2I_E^2}.$$

Dacă discriminantul trinomului de gradul doi $1 + \sigma\tau_m + \sigma^2\tau_m\tau_A$ este negativ (rădăcini complexe) adică dacă $\tau_m < 4\tau_A$, curentul i_A va crește de la zero, va atinge un maximum și va tinde periodic amortizat către zero (curba cu linie groasă întreruptă din figura 2.47). Dacă, dimpotrivă, $\tau_m > 4\,\tau_A$, curentul i_A va avea cam aceeași variație, dar va tinde în cele din urmă către zero aperiodic (curba cu linie groasă). În figura 2.47 s-a reprezentat pentru comparație și cazul cînd, la conectarea directă la rețea a circuitului rotoric, rotorul rămîne blocat ($\Omega = 0$) dintr-un motiv oarecare, în care caz curentul i_A variază strict exponențial atingînd în cele din urmă valoarea $I_{Ap} = \frac{U}{R_A}$.

Șocul de curent la pornirea în gol, notat I_{Apm} în figura 2.47, se determină calitativ din ecuația funcțională de tensiuni luînd $\frac{di_A}{dt} = 0$,

$$I_{Apm} = \frac{U - M_{EA}I_A\Omega}{R_A}.$$

Dacă în intervalul de timp în care i_A ajunge la vîrful I_{Apm} viteza Ω a motorului este încă neglijabilă (de exemplu în instalații cu volant mare), atunci rezultă $I_{Apm} \approx \frac{U}{R_A}$, adică în acest caz șocul curentului de pornire este determinat numai de tensiunea rețelei de alimentare și de rezistența rotorică și egalează valoarea din regimul permanent cu rotor blocat. De obicei, la curentul nominal I_{AN} căderea de tensiune $R_AI_{AN} = (0{,}05-0{,}10)U_N$, căreia îi corespunde curentul $I_{Apm} = (20-10)I_{AN}$. Dacă în intervalul de timp arătat mai sus, motorul pornește și obține o viteză oarecare mai înainte ca curentul i_A să atingă valoarea sa maximă, $I_{Apm} = \frac{U - M_{EA}I_E\Omega}{R_A}$, șocul de curent este mai puțin periculos.

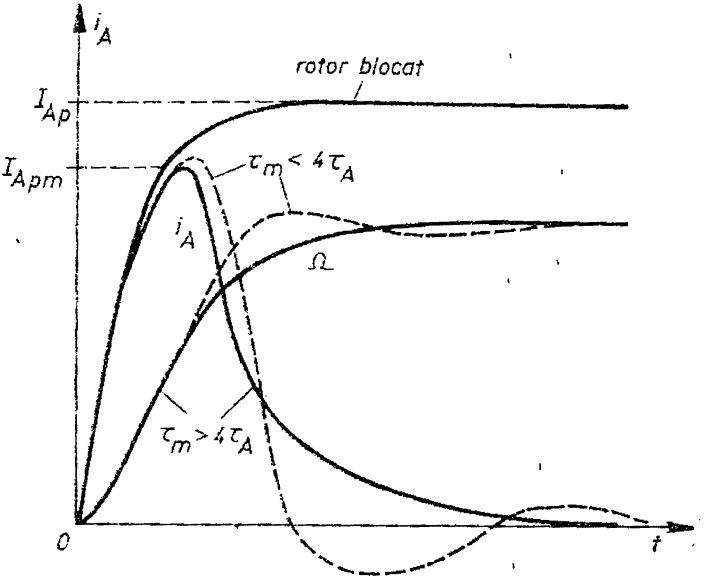


Fig. 2.47

Experiențele au arătat că, la pornirea directă în gol, șocul de curent la motoarele cu excitație derivație este $\frac{I_{Apm}}{I_{AN}} = 8{,}5 - 15$ iar timpul de demarare $t_p = 0{,}1 - 0{,}3$ s (fig. 2.47).

La pornirea sub sarcină, șocul de curent este mai mare decît la pornirea în gol cu 15—35%, iar timpul pornirii t_p de asemenea. Încălzirea înfășurării indusului este neglijabilă, de ordinul cîtorva grade. O atenție specială trebuie însă îndreptată asupra comutației, deoarece la pornirea directă apar scînteieri care pot trece în foc circular. Experiența a arătat că în cazul unui curent de 4—6 ori curentul nominal se observă numai o scînteiere slabă, aproximativ sub o jumătate a periei, iar la curent de 7—11 ori cel nominal se observă o scînteiere puternică, inadmisibilă la porniri dese. Gradul de scînteiere se mărește mult cu mărirea puterii, de unde se poate trage concluzia că, chiar la motoarele de putere mică, însă destinate pentru porniri dese, curentul I_{Apm} nu trebuie să depășească $(4-6)I_{AN}$.

În figura 2.48 se prezintă schema de principiu a pornirii automatizate reversibile (într-un sens sau altul), utilizîndu-se butoanele de comandă *b1* (pornire stînga), *b2* (pornire dreapta) și *b3* (oprire indiferent de sens) și două contactoare *c1* (pornire stînga) și *c2* (pornire dreapta), la un motor cu excitație separată.

Întîi se închide întreruptorul cu pîrghie *a1* care conectează la rețeaua de curent continuu excitația *Ex* a motorului și partea de comandă a instalației. Apăsînd pe butonul *b1*, se alimentează bobina electromagnetului din contac-

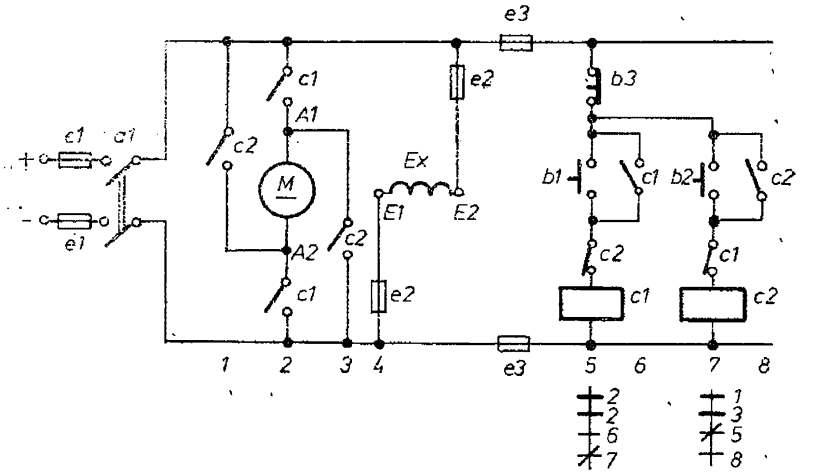


Fig. 2.48

torul *c1*, care acționează și închide contactele sale principale (de forță) din circuitul *2* al rotorului motorului. În felul acesta motorul pornește în sensul stînga. Totodată contactorul *c1* acționează și contactele auxiliare *c1*, în număr de două, unul în circuitul *6* și altul în circuitul *7* [circuitele sînt numerotate de la stînga la dreapta în josul schemei, iar sub bobinele contactoarelor se indică cu linie mai groasă circuitele în care sînt plasate contactele principale (de forță) ale contactorului respectiv și cu linie mai subțire contactele auxiliare; o simplă linie indică contact normal deschis, o linie tăiată — contact normal închis]. Contactul auxiliar *c1* din circuitul *6* numit de autoblocare, permite alimentarea contactorului *c1*, chiar dacă butonul *b1* nu mai este acționat. Contactul auxiliar normal *c1* din circuitul *7* se deschide cînd contactorul *c1* este alimentat și împiedică alimentarea contactorului *c2* în cazul cînd s-ar apăsa din greșeală, motorul mergînd în sensul stînga, pe butonul *b2* de pornire în sens dreapta.

Dacă vrem ca motorul să schimbe sensul de rotație, trebuie mai întîi să apăsăm butonul de oprire *b3*, care întrerupe alimentarea contactoarelor și a motorului, readucînd instalația în poziția inițială de repaus, și apoi să apăsăm butonul *b2*. Astfel, se alimentează contactorul *c2*, care închide contactele principale (de forță) *c2* plasate în circuitele *1* și *3* și contactul auxiliar de autoblocare *c2* din circuitul *8* și deschide contactul *c2* din circuitul *5*, împiedicînd o manevră greșită de alimentare simultană și a contactorului *c1*. Contactele principale (de forță) *c2* modifică polaritatea tensiunii aplicate circuitului rotoric, la același sens de curent de excitație și motorul schimbă de sens.

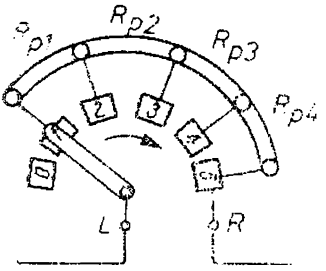


Fig. 2.49

2.6.2. Pornirea cu reostat sau cu trepte de rezistență

Pentru a reduce șocul de curent la pornire, se conectează un reostat de pornire în circuitul indusului motorului. În raport cu destinația și condițiile de funcționare, reostatele de pornire se confecționează din diferite materiale și au diferite forme constructive. Pentru pornirea motoarelor de curent continuu se utilizează în mod practic numai reostatele metalice, cu răcire cu aer sau cu ulei, cu comandă manuală, automată sau semiautomată.

În figura 2.49 este dată schema celui mai simplu reostat de pornire cu două borne și reprezentarea sa schematică. În cazul acesta reostatul constă din patru trepte legate în serie și are șase contacte, din care unul — primul — este de zero, patru intermediare și unul — ultimul — de lucru. La poziția cursorului (manivelei) reostatului de pornire pe contactul *0*, circuitul rotoric este deschis; mișcînd cursorul în direcția arătată în figură, treptele reostatului se scot succesiv și, după terminarea operației de pornire, cursorul reostatului de pornire rămîne timp îndelungat pe contactul *5*.

La studierea operației de pornire, pentru simplitate considerăm că curentul de excitație al motorului și respectiv fluxul său sînt date ($I_E = \text{const}$ și $\Phi_E = \text{const}$), ceea ce are loc dacă excitația se ia în afara reostatului de pornire. La trecerea cursorului reostatului de pornire de la contactul *0* la contactul *1*, are loc primul șoc de curent, care determină limita superioară a curentului de pornire I_{Apm}.

Deoarece în primul moment t.e.m. $E_0 = 0$ ($\Omega = 0$), dacă considerăm $\tau_A = \dfrac{L_{AA}}{R_A + R_p} \approx 0$, rezultă:

$$I_{Apm} = \frac{U_A}{R_A + R_p},$$

în care R_p este suma rezistențelor tuturor treptelor reostatului.

Curentului I_{Apm} îi corespunde un cuplu $M_1 = k_E \Phi_E I_{Apm}$. Dacă acest cuplu este mai mare decît cuplul static la arborele motorului, acesta pornește cu o accelerație oarecare și creează o t.e.m. proporțională cu Ω (curba *a* din figura 2.50). Ca urmare, se vor micșora după curba *A* din aceeași figură curentul de pornire și o dată cu el cuplul de pornire, cu care este proporțional.

Cînd curentul de pornire se micșorează pînă la I_{Apmin}, trecem cursorul reostatului de pornire pe contactul *2* scoțînd prin aceasta rezistența R_1 a primei trepte. La dimensionare potrivită a rezistenței, curentul de pornire crește din nou pînă la I_{Apm}, după care viteza motorului începe să crească după curba *b*, iar curentul și cuplul să scadă după curba *B*. Mai departe procesul se petrece în aceeași ordine (curbele $a-b-c-d-f$ și $A-B-C-D-F$ din figura 2.50) pînă cînd scoatem întregul reostat, după care motorul lucrează în

regim stabil la curentul I_A și viteza Ω.

Dacă lăsam timp mai îndelungat cursorul reostatului de pornire pe un contact intermediar oarecare, (ceea ce nu este recomandat, deoarece reostatul se calculează la regim de foarte scurtă durată și s-ar arde) variația curentului este arătată cu linii întrerupte, care constituie prelungirea liniilor pline respective.

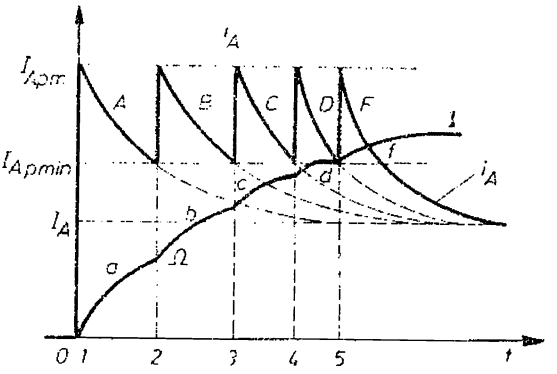


Fig. 2.50

Curentul I_{Apmin} reprezintă limita inferioară a curentului de pornire. De obicei reostatele de pornire se confecționează pentru pornirea motoarelor în plină sarcină sau cu jumătate din ea, calculul făcîndu-se astfel ca $I_{Apm} = (2{,}5-1{,}5)\ I_{AN}$ și $I_{Apmin} = (1{,}3-1{,}1)\ I_{AN}$. Cifrele mari se referă la motoare de putere mai mică și invers. Calculul reostatelor de pornire se face pentru curentul de pornire mijlociu $I_{Ap} = \sqrt{I_{Apm} I_{Apmin}} = (1{,}8-1{,}3)\ I_{AN}$. În raport cu puterea motorului, se ia numărul treptelor reostatului de pornire de 4—7 și mai mult. În cazul în care puterea rețelei de alimentare este mare în comparație cu puterea motorului și dacă pornirea este ușoară (de exemplu motorul merge în gol), deseori se iau numai 1—2 trepte, chiar la reostatele de pornire destinate pentru motoarele de putere mai mare. În acest mod, se obține un reostat de pornire ușor, ceea ce este foarte important în unele cazuri, însă operația de pornire nu mai este lină.

La pornirea motoarelor cu excitație derivație trebuie să avem grijă ca reostatul de pornire să fie înseriat în circuitul rotoric, pentru ca să nu fie afectat și curentul de excitație. Circuitul de excitație trebuie conectat la sursă înaintea circuitului rotoric, pentru ca mașina să aibă flux de excitație stabilit.

Pornirea motoarelor cu excitație serie prezintă unele particularități. Deoarece înfășurarea de excitație a motorului serie se conectează în serie cu indusul, la celelalte condiții egale curentul de pornire este mai mic decît la motorul cu excitație derivație. Pe de altă parte, motorul serie are un cuplu de pornire mai mare, deoarece simultan cu curentul de pornire în indus crește și fluxul Φ_p. Pentru un șir de utilizări (instalații de ridicare, de tracțiune și altele), această proprietate a motorului serie are mare valoare. Este necesar totuși să se aibă în vedere că motorul serie nu se poate porni în gol, deoarece în acest caz motorul tinzînd spre un regim stabil obține o viteză inadmisibilă de mare și poate suferi avarii grele.

2.6.3. Pornirea fără reostat prin reducerea tensiunii de alimentare a motorului

În instalațiile de mare putere, reostatul de pornire devine voluminos și provoacă pierderi însemnate de energie, mai ales la porniri dese. De aceea, într-un șir de instalații (motoarele de laminoare, cele care antrenează elice etc.) se recurge la pornirea fără reostat, prin reducerea tensiunii de alimentare a motorului pentru momentul pornirii. În această categorie se încadrează pornirea cu sistemul generator-motor sau convertor electronic-motor. O mare răspîndire a obținut ultima metodă. Ea este destinată, așa cum se va vedea mai departe, și pentru reglarea vitezei.

2.6.4. Pornirea automatizată

Dacă pornirea motorului se realizează după o singură comandă a unui operator fără nici o intervenție ulterioară, se spune că pornirea este automatizată. În figura 2.51 se prezintă un reostat de pornire a unui motor derivație cu patru trepte de pornire, care utilizează pentru eliminarea treptelor de rezistență niște contactoare de scurtcircuitare.

Închiderea contactelor c_i se poate face automat în funcție de timp, de curent sau de viteza de rotație cu ajutorul unei instații de comandă prevăzută cu relee și contacte adecvate.

În figura 2.52 este redată schema principială a sistemului de comandă automată a pornirii în funcție de viteză a unui motor cu excitație derivație cu ajutorul a trei trepte de rezistență. Sistemul de comandă cuprinde următoarele aparate:

— un întreruptor manual *a* cu rol de separator, care se manevrează numai atunci cînd motorul este oprit;

— un contactor de linie *c* bipolar capabil să rupă curenții de sarcină cu un contact auxiliar de autoblocare;

— un releu termic *e4* pentru protecția motorului împotriva suprasarcinilor;

— trei contactoare de scurtcircuitare *c1*, *c2*, *c3* (denumite uneori și de accelerare) se vor deschide totdeauna în gol (fără arc, fără rupere de curenți);

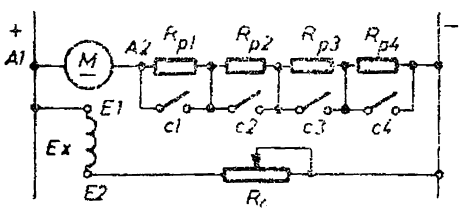


Fig. 2.51

— siguranțe fuzibile *e1*, *e2*, *e3* pentru protecția circuitelor de forță și de comandă;

— un buton de comandă a opririi *b2* și unul pentru comanda pornirii *b1*, ambele cu revenire în poziția normală.

Comanda în funcție de viteză necesită măsurarea vitezei, urmată de

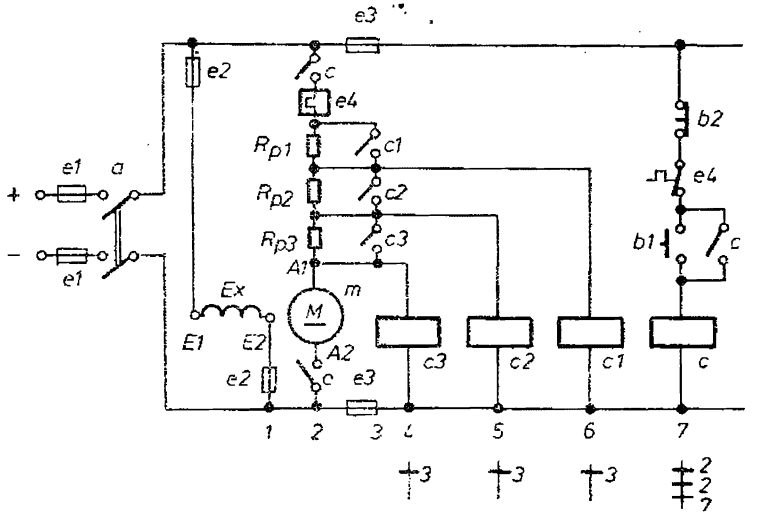


Fig. 2.52

acționarea aparatajului corespunzător. Viteza se măsoară indirect, prin t.e.m. indusă în înfășurarea rotorică $E_0 = -k_E \Phi_E \Omega = -c\Omega$ (la $\Phi_E = \text{const}$).

Închiderea întreruptorului *a* pregătește instalația pentru pornire, alimentînd înfășurarea de excitație *Ex*. Prin acționarea butonului de pornire *b1*, contactorul *c* anclanșează și motorul *m* pornește, cu întreaga rezistență $R_{p1} + R_{p2} + R_{p3}$ introdusă în circuitul rotoric, curentul înregistrînd în primul moment vîrful I_{Apm}. După aceea, curentul scade treptat pe măsură ce viteza Ω crește. La o anumită viteză unghiulară Ω_1, curentul prin rotor atinge valoarea I_{Apmin}, iar tensiunea la bornele bobinei contactorului de accelerare *c1* devine

$$U_{c1} = c\Omega_1 + (R_A + R_{p3} + R_{p2}) I_{Apmin},$$

fiind egală cu tensiunea de anclanșare a acestui contactor. Contactorul *c1* scurtcircuitează deci prima treaptă R_{p1} de rezistență, curentul crescînd brusc iar la valoarea I_{Apm}. Contactorul *c2* trebuie să aibă tensiunea de anclanșare

$$U_{c2} = c\Omega_2 + (R_A + R_{p3}) I_{Apmin},$$

iar contactorul *c3* tensiunea de anclanșare

$$U_{c3} = c\Omega_3 + R_A I_{Apmin}.$$

În acest mod se scurtcircuitează pe rînd cele trei trepte R_{p1}, R_{p2}, R_{p3}. Datorită diferenței mici dintre tensiunile de anclanșare ale contactoarelor de accelerare *c1*, *c2*, *c3*, se pot utiliza contactoare identice.

Comanda pornirii automatizate în funcție de viteză se folosește la puteri reduse (pentru acționarea mașinilor-unelte, a unor dispozitive auxiliare la laminare etc.). Ea necesită numai contactoare de accelerare, fără alte relee și

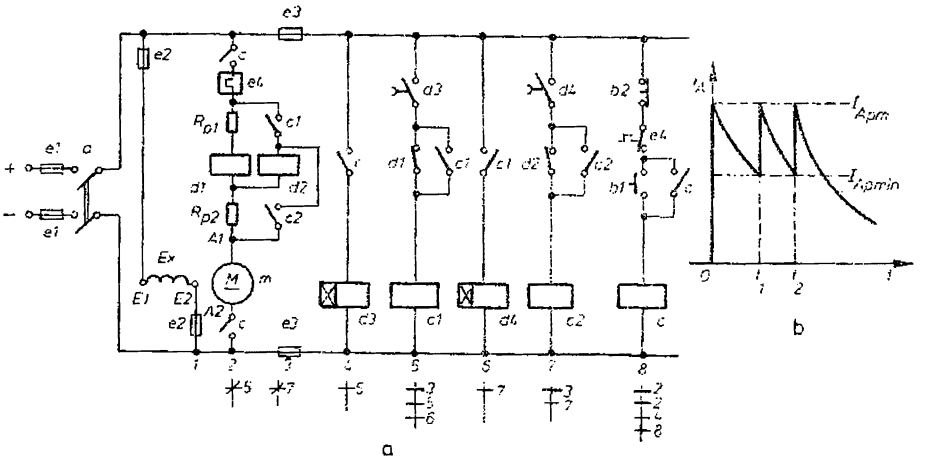


Fig. 2.53

contacte. În același timp, sistemul acesta prezintă dezavantajul foarte serios că rezistențele de pornire se pot arde în cazul unei porniri prelungite, fie din cauza unei defecțiuni a instalației, fie datorită unei sarcini cu moment foarte mare de inerție. Într-adevăr rezistențele de pornire se calculează în regim de foarte scurtă durată pentru ca ele să fie ieftine și nu prea voluminoase și grele. Orice prelungire a timpului de funcționare poate să aibă drept consecință arderea rezistențelor. Un alt impediment este legat de dificultățile de reglare corespunzătoare a tensiunilor de anclanșare a contactoarelor de accelerare, dată fiind variația importantă a rezistențelor de pornire de la starea rece la cea rezultată după un număr de porniri repetate.

Comanda în funcție de curent în două trepte de rezistență este prezentată în figura 2.53. Schema cuprinde pe lîngă contactorul *c*, comandat prin butoanele *b1*, *b2* de pornire și, respectiv, de oprire, două contactoare *c1*, *c2* de accelerare, două relee de curent *d1*, *d2* pentru comanda contactoarelor de accelerare, precum și două relee *d3*, *d4* cu temporizare la acționare.

Prin acționarea butonului *b1* (cu întreruptorul *a* închis), contactorul *c* anclanșează și motorul pornește, avînd totodată rezistența $R_{p1} + R_{p2}$ de pornire introdusă în circuitul rotoric. Curentul prin rotor crește brusc la valoarea I_{Apm} și parcurgînd releul de curent *d1* provoacă anclanșarea acestuia și deci deschiderea contactului său *d1* din circuitul *5*, împiedicîndu-se alimentarea primului contactor de accelerare *c1*. În același timp contactorul *c*, închizînd contactul auxiliar *c* din circuitul *4*, permite alimentarea releului auxiliar *d3*, al cărui contact *d3* din circuitul *5* se închide temporizat. Temporizarea releului *d3* se alege ceva mai mare decît timpul propriu de acționare a releului *d1*, dar mai mică decît timpul t_1 (fig. 2.53, *b*), cînd curentul în scăderea sa atinge valoarea I_{Apmin}. Cînd curentul $i_A = I_{Apmin}$, la momentul t_1, contactul temporizat *d3* din circuitul *5* este deja închis. Lucrurile se aranjează de așa manieră încît curentul de revenire a releului *d1* este chiar I_{Apmin}

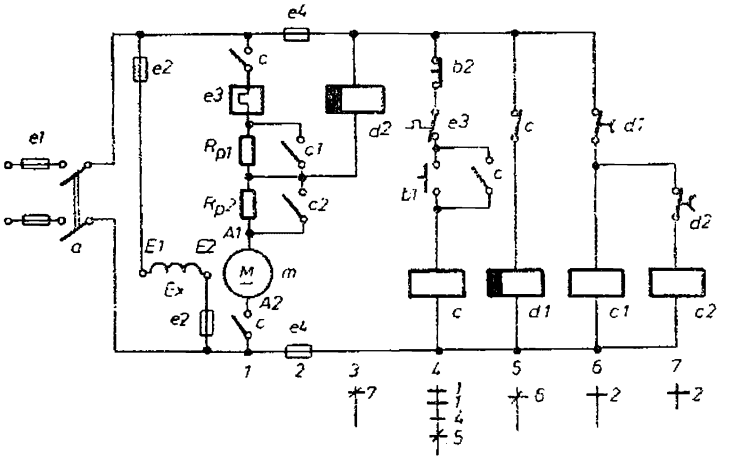


Fig. 2.54

și deci la această valoare releul *d1* declanșează și contactul său *d1* din circuitul *5* se închide, contactorul de accelerare *c1* este alimentat, el scurtcircuitează prima treaptă R_{p1} de rezistență și închide contactele auxiliare *c1* din circuitele *5* (de autoblocare) și *6* (de alimentare a celui de al doilea releu auxiliar *d4*). Curentul i_A înregistrează un nou vîrf I_{Apm}, trecînd prin bobina releului de curent *d2* ($R_{p1} + R_{d1} \gg R_{d2}$), care anclanșează, deschizînd contactul său normal închis din circuitul 7 și împiedicînd alimentarea contactorului de accelerare *c2*. Releul *d4* își închide temporizat contactul *d4* din circuitul 7 mai înainte de momentul t_2 (fig. 2.53, *b*), cînd curentul în scăderea sa atinge valoarea I_{Apmin}. Această valoare coincide cu curentul de revenire a releului *d2*, care declanșează și contactul său *d2* revine în poziția inițială, adică se închide. Se alimentează astfel contactorul de accelerare *c2*, care scurtcircuitează și a doua treaptă de rezistență.

Deși schema prezentată folosește numai două trepte de rezistență, ea conține mult mai multe contacte și relee decît prima, fiind deci mai puțin sigură în funcționare și mai scumpă. Ea are avantajul că se pot controla cu siguranță valorile I_{Apm} și I_{Apmin}, indiferent de momentul de inerție al sarcinii.

Releele intermediare *d3*, *d4* sînt absolut necesare. Dacă ar lipsi *d3*, atunci contactul său ar trebui înlocuit cu un contact auxiliar *c*, ceea ce ar face ca, înainte de anclanșarea releului *d1* să anclanșeze contactorul de accelerare *c1*, ceea ce ar fi total neplăcut.

Comanda în funcție de timp a motorului de curent continuu cu excitație în derivație este prezentată în figura 2.51.

În schema de pornire automată în funcție de timp, temporizarea releului *d1* se determină ca diferență dintre timpul necesar menținerii primei trepte a reostatului și timpul propriu de anclanșare a contactorului *c1*.

$$t_{d1} = t_1 - t_c.$$

În același mod se determină și reglajul releului *d2*

$$t_{d2} = t_2 - t_{c2}.$$

Închiderea întreruptorului *a* pregătește schema pentru pornire. Contactul normal închis *d1* din circuitul *6* se deschide, iar contactul *d2* din circuitul *7* rămîne închis. Acționarea butonului de pornire *b1* pune sub tensiune indusul motorului *m*. Motorul pornește avînd conectat în circuitul rotoric reostatul de pornire. Prin deschiderea contactului *c* din circuitul *5* releul *d1* începe temporizarea de închidere a contactului său normal închis cu temporizare la închidere. Releul *d2* își deschide contactul din circuitul *7* și contactorul *c1* scurtcircuitează prima treaptă R_{p_1}. Din acest moment începe temporizarea releului *d2* (bobina acestuia este scurtcircuitată de contactul *c1* din circuitul *2*). La terminarea temporizării, releul *d2* închide contactul din circuitul *7*, contactorul *c2* anclanșează și scurtcircuitează a doua treaptă R_{p_2}.

2.6.5. Pornirea cu ajutorul unui controler

În practică există cazuri cînd scoaterea din funcțiune a diferitelor trepte de rezistență de pornire este comandată cu ajutorul unui controler cu comandă manuală.

Controlerul este un comutator cu acțiune multiplă, destinat să realizeze o succesiune de modificări a conexiunilor unor circuite de pornire sau reglare.

Comutatorul tip controler tobă (fig. 2.55, *a*) se compune dintr-o serie de segmenți circulari metalici *2*, de obicei de cupru, dispuși pe un cilindru *1* care se rotește în jurul axei sale prin intermediul unui dispozitiv de comandă format din roata de manevră *4*, roata dințată *5*, clichetul *6*. Segmenții metalici sînt conectați electric într-una sau mai multe grupe, după necesități. În dreptul segmenților se găsesc o serie de perii fixe *8* de tip deget, care sînt

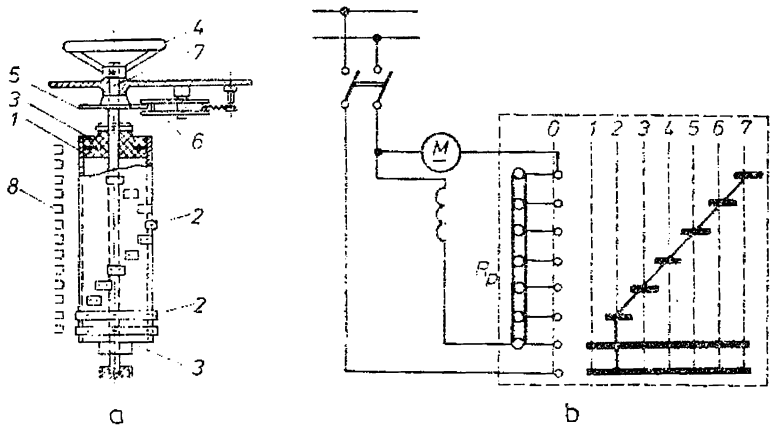


Fig. 2.55

montate pe una sau mai multe axe izolate. Prin învîrtirea cilindrului, anumiți segmenți vor face contact cu anumite perii la fiecare dintre pozițiile de oprire ale cilindrului, realizînd conexiunile cerute.

În figura 2.55, *b* este reprezentată diagrama de funcționare a unui reostat de pornire tip controler. În poziția *1* a reostatului, motorul este conectat la rețea cu toată rezistența în serie, iar în pozițiile de la *2* la *7* treptele de rezistență sînt scurtcircuitate în mod progresiv. În figură se vede desfășurarea controlerului formată din segmenții rotorului și linia periilor fixe, la care sînt conectate punctele de separație ale treptelor de rezistență. Pe liniile marcate *1—7* se opresc periile atunci cînd reostatul este manevrat pe pozițiile respective. Aceste linii indică pe ce segmenți calcă periile în fiecare poziție.

Reostatul are doi segmenți lungi, făcînd contact cu periile în pozițiile *1—7*, primul de jos fiind pentru conectarea unuia dintre conductoarele rețelei la întreg ansamblul reostat-motor, iar al doilea pentru a menține excitația motorului permanent conectată la tensiunea rețelei în perioada de pornire.

Uneori, pentru a se împiedica manevrarea prea rapidă de către operator a controlerului, se prevăd dispozitive prin care scurtcircuitarea rezistențelor de pornire are loc la intervale de timp independente de viteza de manevrare manuală. În acest caz se utilizează contactoare de accelerare și relee, iar pornirea este denumită semiautomată.

2.7. Utilizarea mașinii de c.c. pentru frînare în acționările electrice

Frînarea în acționările electrice se realizează în următoarele scopuri: pentru controlul vitezei unui sistem supus acțiunii unor cupluri datorite forțelor gravitației; pentru micșorarea vitezei unui sistem (în vederea modificării regimului tehnologic de funcționare sau opririi rapide).

În cele ce urmează vom analiza diferite moduri de utilizare a mașinii electrice de curent continuu pentru a frîna un sistem mecanic. De la bun început trebuie arătat că frînarea pe această cale prezintă avantaje nete în comparație cu frînarea mecanică (se elimină uzura saboților de frînare, se reduc dimensiunile instalației de frînare, se asigură un control sigur al valorii cuplului de frînare, uneori se poate recupera parte din energia cinetică care intervine în procesul de frînare), se utilizează una și aceeași mașină electrică și ca motor și ca frînă).

2.7.1. Frînarea în regim de frînă propriu-zisă

Regimul de frînă propriu-zisă se utilizează deseori în acționările electrice în două variante, pornind de la regimul de bază de motor:

— prin variația unei rezistențe înseriate cu înfășurarea rotorului, trecerea în regimul de frînă făcîndu-se prin inversarea sensului vitezei rotației la aceeași polaritate a tensiunii la borne;

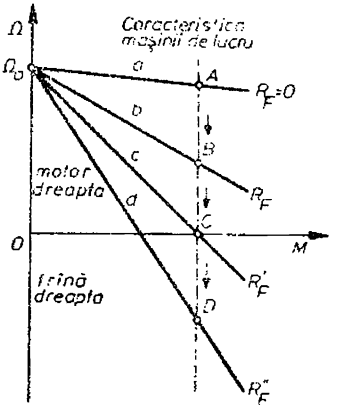


Fig. 2.56

— prin inversarea polarității tensiunii la borne și intercalarea unei rezistențe în serie cu înfășurarea rotorului la același sens de rotație.

Frînarea propriu-zisă prin inversarea sensului de rotație se întîlnește curent la instalațiile de ridicat. Să presupunem deci o asemenea instalație (de exemplu, un pod rulant) acționată de o mașină de curent continuu, fie aceasta cu excitație independentă constantă. Să considerăm că mașina funcționează în regim de motor și ridică o anumită greutate cu o viteză relativ importantă. Pe caracteristica mecanică naturală *a* în regim de motor din figura 2.56, fie *A* punctul de funcționare respectiv. O dată ajunsă greutatea la o anumită înălțime, se pune problema micșorării vitezei de ridicare, lucru care se realizează, la un același cuplu și tensiune aplicată a rețelei, prin intercalarea în serie cu înfășurarea rotorică a unei rezistențe R_F. Mașina funcționează în continuare ca motor, prezentînd o nouă caracteristică mecanică de pantă mai mare. Într-adevăr, caracteristica mecanică naturală are următoarea expresie analitică

$$\Omega = \Omega_0 - \frac{R_A}{k_E^2 \Phi_E^2} M,$$

unde: $\Omega_0 = \frac{U_A}{k_E \Phi_E}$ reprezintă viteza unghiulară de mers în gol ideal (cînd mașina nu are nici un fel de cuplu rezistent la arbore), iar caracteristica mecanică corespunzătoare unei rezistențe în serie R_F va fi

$$\Omega = \Omega_0 - \frac{R_A + R_F}{k_E^2 \Phi_E^2} M, \qquad (2.32)$$

evidențiind o pantă proporțională cu $R_A + R_F$.

Pe noua caracteristică mecanică, notată cu *b* în figura 2.56 punctul de funcționare va fi *B*.

La un moment dat apare necesitatea opririi greutății la o anumită înălțime și deplasarea ei pe orizontală. În acest caz, viteza mașinii devine zero, iar mașina trebuie să dezvolte în continuare același cuplu electromagnetic. Așa cum arată caracteristica *c* din figura 2.56, se pot realiza cerințele de mai sus cu ajutorul unei rezistențe R'_F crescute, intercalată în circuitul rotoric. În punctul de funcționare *C* de pe caracteristica *c*, mașina nu este nici motor, nici frînă propriu-zisă, aflîndu-se la granița de separație dintre cele două regimuri. Mașina primește puterea electrică care se transformă, în timp, în căldură în rezistența totală $R_A + R'_F$ și nu dezvoltă nici nu primește putere mecanică, deoarece $\Omega = 0$.

Pentru a coborî greutatea, deci a inversa sensul de rotație față de situația anterioară, trebuie conectată o rezistență serie R_F'' de valoare și mai ridicată, punctul de funcționare trecînd în D în zona vitezelor negative (în cadranul IV al planului Ω, M). Variindu-se rezistența R_F în continuare, se poate varia viteza de coborîre a greutății. În această ultimă situație, mașina electrică lucrează în regim de frînă propriu-zisă, așa cum se poate verifica imediat pe baza celor arătate în § 2.4.3. Ea primește putere mecanică pe la arbore pe baza scăderii în timp a energiei potențiale a greutății în cîmpul gravific al Pămîntului. În același timp, ea absoarbe putere electrică de la rețea. Puterea totală absorbită este transformată prin efect Joule în rezistența $R_A + R_F''$. Mașina dezvoltă un cuplu electromagnetic de același sens ca și în regimul de motor, numai că de data aceasta cuplul are sens invers față de viteza de rotație, devenind cuplu de frînare care se opune cuplului dezvoltat de greutate.

Frînarea propriu-zisă prin inversarea polarității tensiunii se întîlnește la numeroase acționări electrice în care apare problema opririi rapide a instalației mecanice antrenate de o mașină electrică. Pentru a fixa ideile, să ne referim la cazul acționării unui laminor reversibil. În asemenea instalații după ce mașina electrică a funcționat în regim de motor, rotind valțurile laminorului într-un anumit sens, ea trebuie să frîneze rapid întreaga instalație și apoi să accelereze valțurile în sens contrar.

În regimul de motor cu sens dreapta se aplică la borne o tensiune de anumită polaritate, punctul de funcționare fiind A pe caracteristica naturală a din figura 2.57. La un moment dat este nevoie a se frîna întreaga instalație. Pentru aceasta se întrerupe brusc alimentarea mașinii (circuitul de excitație nu se întrerupe), se conectează în serie cu înfășurarea rotorică o rezistență R_F convenabil calculată și se alimentează mașina cu tensiune de

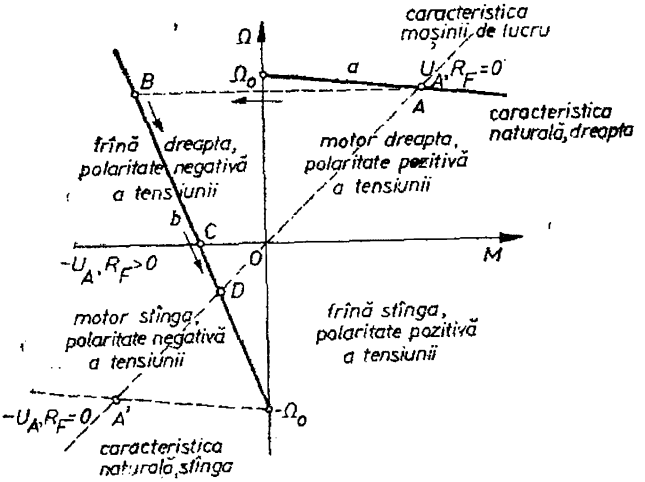


Fig. 2.57

polaritate inversată. Noua caracteristică de funcționare a mașinii este notată cu *b* în figura 2.57. Expresia sa analitică rezultă din relația (2.32), cu condiția schimbării semnalului vitezei Ω_0 de mers în gol ideal (deoarece tensiunea U schimbă de semn)

$$\Omega = -\Omega_0 - \frac{R_A + R_F}{k_E^2 \Phi_E^2} M.$$

Punctul de funcționare sare brusc din poziția A în poziția B pe noua caracteristică mecanică (în cadranul *II* al planului Ω, M) la aceeași viteză de rotație la care se învîrtea mașina în momentul întreruperii regimului de funcționare ca motor.

În noul punct B de funcționare, mașina lucrează în regim de frînă propriu-zisă pentru sensul dreapta de rotație. Într-adevăr, ca absoarbe în continuare putere electrică de la rețeaua de alimentare (tensiunea schimbă de semn, curentul de asemenea, deoarece t.e.m. indusă și tensiunea la borne acționează acum în concordanță pentru a schimba sensul curentului I_A) și, în același timp, absoarbe putere mecanică pe la arbore pe seama micșorării în timp a energiei cinetice acumulate în masele de rotație ale laminorului. Toată această putere absorbită se transformă în căldură în rezistența $R_A + R_F$. Cuplul dezvoltat de mașină în punctul B este de semn schimbat față de cel corespunzător punctului A (s-a inversat curentul I_A la același curent de excitație) și acționează în sens contrar vitezei unghiulare. Acest bilanț sumar de puteri corespunde întru totul cu cel prezentat în § 2.4.3 la principiul de funcționare al mașinii de curent continuu în regim de frînă propriu-zisă.

Modul de frînare descris mai sus este cunoscut în literatură și sub numele de *frînare contra curent sau prin legături inverse.* Subliniăm faptul că un asemenea regim nu este cu nimic distinct de regimul de frînă propriu-zisă descris mai înainte, ceea ce diferă fiind doar maniera de trecere a mașinii din regimul de motor în cel de frînă propriu-zisă.

Dacă în situația analizată mai înainte se lasă mașina să funcționeze conform caracteristicii *b* din figura 2.57, atunci instalația se frînează și viteza se micșorează treptat (punctul B se deplasează spre punctul C), la un moment dat instalația se oprește (punctul C), după care ea se accelerează în sensul stînga, mașina electrică trecînd din nou în regim de motor pentru sensul stînga (cadranul *III* din planul Ω, M), punctul funcțional fiind D.

Deoarece puctul D nu convine pentru laminare în sens invers (viteza prea mică), se poate aduce sistemul în punctul A' (simetricul lui A în raport cu O), aducînd treptat rezistența R_F la zero.

2.7.2. Frînarea în regim de generator cu recuperarea energiei

Să presupunem că o locomotivă electrică acționată de mașini de curent continuu are de urcat într-o regiune deluroasă, trebuind să învingă un anumit cuplu rezistent produs de forțele gravitației și de frecări. Atît timp cît trenul

urcă, mașinile electrice funcționează în regim de motor (fig. 2.58, punctul A). Din ecuațiile de funcționare corespunzătoare acestui regim rezultă

$$I_A = \frac{U_A - k_E \Phi_E \Omega}{R_A},$$

cu $\Phi_E = \text{const}$. Din această expresie se observă că, pe măsură ce trenul se apropie de sfîrșitul rampei (urcușului) și cuplul rezistent scade, curentul I_A (proporțional cu cuplul) scade, iar viteza Ω tinde să crească. Punctul de funcționare fuge pe caracteristica din figura 2.58 din zona corespunzătoare cuplurilor mari spre punctul B.

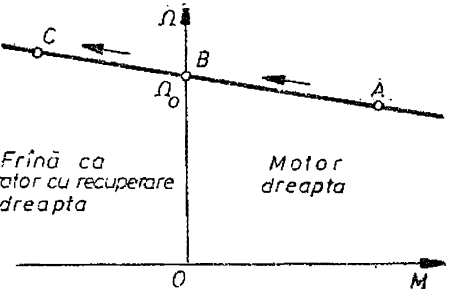


Fig. 2.58

O dată terminat urcușul, trenul ajunge pe palier (teren plat) și apoi se înscrie în pantă (la vale). Pe panta de început, forțele gravitației, care acționează acum ca forțe active, pot învinge la un moment dat forțele de frecări, iar cuplul rezistent la arborele mașinii devine zero și o dată cu el și curentul I_A. În această situație, $\Omega = \Omega_0$ (punctul B). Mașina electrică încetează de a mai fi motor, dar continuă să se rotească în același sens ca mai înainte. Avem de a face cu regimul de mers în gol ideal.

Dacă panta traseului se accentuează, cuplul activ produs asupra arborelui mașinii electrice cuplată mecanic cu roțile trenului se mărește și trenul se accelerează. Viteza de rotație depășește valoarea Ω_0. Tensiunea electromotoare E_0, păstrînd și ea același sens, depășește valoarea tensiunii U_A la borne, iar curentul I_A schimbă de sens. Cuplul electromagnetic dezvoltat de mașina electrică schimbă și el de sens o dată cu curentul (fluxul de excitație se menține același în acest răstimp), și devine cuplu de frînare, care se opune accelerării trenului și limitează valoarea vitezei de coborîre.

Deoarece curentul I_A a schimbat de sens, dar sensul tensiunii U_A a rămas același, mașina încetează de a mai primi energie electrică de la rețeaua de alimentare și, dimpotrivă, debitează energie electrică în această rețea. Mașina a devenit generator de energie electrică pe seama micșorării energiei potențiale a trenului în cîmpul forțelor de gravitație. Mașina electrică funcționează întocmai ca o frînă, dar cu recuperarea energiei, ceea ce constituie un deosebit de apreciabil avantaj. Trenul electric care coboară dintr-o regiune muntoasă spre cîmpie poate produce energie electrică pentru trenul care urcă dinspre cîmpie spre munte, în felul acesta puterea electrică necesară alimentării de ansamblu a liniei ferate electrificate reducîndu-se sensibil. Acest fapt reprezintă unul dintre avantajele esențiale ale tracțiunii electrice îndeosebi în zonele de profil variat față de tracțiunea cu locomotive cu aburi sau diesel-electrice.

Semnalăm faptul că în figura 2.58 regimul de frînă ca generator cu recuperarea energiei are loc în cadranul al doilea, de exemplu în punctul C,

pe prelungirea caracteristicii mecanice corespunzătoare regimului de motor dincolo de punctul B de mers în gol ideal.

Frînarea prin mers ca generator a unei mașini cu excitație serie este posibilă numai în cazul în care se trece la excitație în derivație sau independentă.

2.7.3. Frînarea în regim de generator fără recuperare (frînarea dinamică)

Atît în tracțiune electrică, cît și în alte acționări, pentru frînări bruște se utilizează deseori așa-numita *frînare dinamică*.

Să considerăm o mașină electrică de curent continuu cu excitație independentă funcționînd în regim de motor (fig. 2.59, punctul A) și acționînd o locomotivă electrică. Atunci cînd dorim să frînăm brusc trenul, se deconectează mașina de la rețea și se închide circuitul rotoric pe o rezistență R, curentul de excitație rămînînd același. Mașina, care continuă să se rotească în același sens, se transformă în generator care debitează energie electrică în rezistența R. Această energie provine din energia cinetică acumulată de tren. Se poate calcula în așa mod rezistența R, încît energia cinetică a trenului să se cheltuiască repede sub formă de căldură în rezistența R, în înfășurarea rotorului mașinii și prin frecări mecanice, iar trenul să se oprească în scurt timp.

În această perioadă, mașina electrică are t.e.m. de același sens ca mai înainte. Sensul curentului în înfășurarea rotorică este impus acum de această t.e.m. și este deci diferit de sensul curentului I_A din regimul de motor. Cuplul dezvoltat de mașină este și el de sens contrar, adică un cuplu de frînare (fig. 2.59, punctul B).

Ecuațiile de funcționare ale mașinii în această situație sînt :

$$E_0 = k_E \Phi_E \Omega = (R + R_A) I_A + \Delta U_p,$$

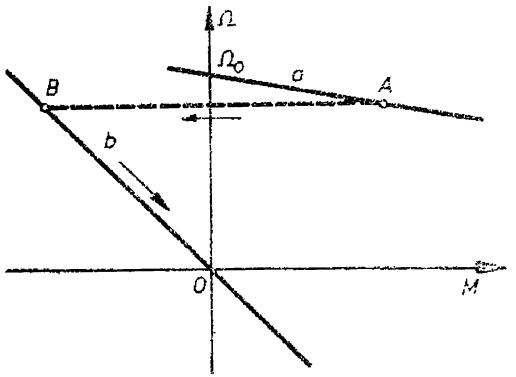


Fig. 2.59

$$M = - k_E \Phi_E I_A =$$

$$= - k_E \Phi_E \frac{k_E \Phi_E \Omega - \Delta U_p}{R + R_A}.$$

Neglijînd căderea de tensiune la perii, se poate scrie următoarea dependență între cuplul de frînare M și viteza de rotație Ω:

$$M = - \frac{k_E^2 \Phi_E^2}{R + R_A} \Omega.$$

Această ecuație reprezintă o dreaptă, trecînd prin origine (carac-

teristica *b* din figura 2.59), de pantă variabilă funcție de fluxul de excitație și de rezistența R. La un flux de excitație dat, cuplul de frînare este cu atît mai mare în prima clipă și deci frînarea cu atîta mai rapidă, cu cît rezistența R este mai mică.

2.8. Reglarea vitezei motoarelor de curent continuu

Motoarele de curent continuu prezintă, în privința reglării vitezei (manual sau automat), avantaje nete față de motoarele de curent alternativ, atît în privința limitelor de reglare, cît și a economicității reglării. În unele cazuri, motoarele de curent continuu sînt din acest motiv de neînlocuit. Necesitatea reglării vitezei la cuplu constant este evidentă cînd este vorba de instalații de tracțiune electrică, laminoare, mașini-unelte etc.

Din studiul expresiei (2.15) a vitezei de rotație

$$\Omega = \frac{U_A - R_A I_A - \Delta U_p}{k_E \Phi_E},$$

rezultă imediat metodele de reglare a vitezei, și anume : *a*) variația tensiunii U_A la bornele motorului la tensiune U a rețelei electrice de alimentare dată ; *b*) variația fluxului Φ_E de excitație ; *c*) variația tensiunii U a sursei de alimentare. Vom studia pe scurt fiecare metodă de reglare a vitezei. Calitățile reglării vitezei realizate prin oricare din metodele sus arătate se apreciază în ipoteza unui cuplu rezistent constant la arbore sau cu bună aproximație $M = \text{const}$.

2.8.1. Reglarea vitezei prin variația tensiunii U_A la bornele motorului

Modificarea tensiunii aplicate la bornele motorului în condițiile unei tensiuni constante U a rețelei electrice de alimentare și a unui curent I_E de excitație constant se poate realiza prin rezistențe variabile în serie cu înfășurarea rotorului (fig. 2.60).

În acest caz, se pot scrie următoarele ecuații de funcționare, cu notațiile din figura 2.60 :

$$U_A = k_E \Phi_E \Omega + R_A I_A ;$$

$$U_A + R_s I_A = U ;$$

$$M = k_E \Phi_E I_A,$$

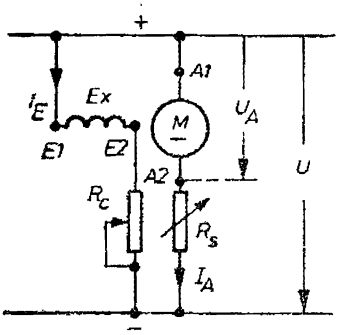


Fig. 2.60

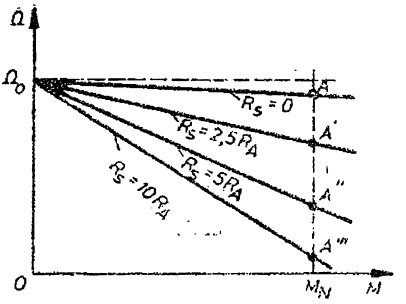


Fig. 2.61

de unde rezultă

$$\Omega = \Omega_0 - \frac{R_A + R_s}{k_E^2 \Phi_E^2} M,$$

în care $\Omega_0 = \frac{U}{k_E \Phi_E}$.

Aşadar, noua caracteristică mecanică artificială reprezintă tot o dreaptă (fig. 2.61).

Dacă R_s este variabil, se obţine o familie de drepte de pante variabile o dată cu R_s, dar de aceeaşi ordonată la origine.

Din figura 2.61 rezultă foarte clar faptul că pentru cuplu M constant (de exemplu $M = M_N$) motorul se poate roti cu viteză variabilă dacă R_s este variabil. Teoretic este posibilă funcţionarea motorului la orice viteză între zero şi aproape Ω_0 la cuplul dat. Practic, însă, domeniul de reglare a vitezei se limitează la $0{,}3\Omega_0 - \Omega_0$, datorită considerentelor de mai jos.

Această metodă de reglare a vitezei se caracterizează prin: *a*) putere utilă $P_2 = \Omega M_s \approx \Omega M$ proporţională cu viteza de rotaţie, cu atît mai scăzută cu cît viteza de rotaţie este mai mică, în timp ce puterea absorbită $P_1 = U_A I_A$ este constantă, deci randament din ce în ce mai slab la viteze din ce în ce mai reduse; *b*) răcire a maşinii din ce în ce mai dificilă spre viteze mici de rotaţie din cauza ventilaţiei din ce în ce mai slabe a motorului; *c*) o comutaţie mai bună la viteze mai mici; *d*) limite de reglarea vitezei, cu atît mai largi cu cît cuplul este mai mare; *e*) metoda este foarte neeconomică prin pierderea importantă de putere în rezistenţa R_s, impunînd, în consecinţă, investiţii relativ importante, rezistenţa R_s fiind voluminoasă şi relativ scumpă; *f*) se poate varia viteza numai într-un singur sens şi anume sub Ω_0.

Bineînţeles, rezistenţa R_s nu este totuna cu rezistenţa de pornire. Rezistenţa R_s de reglare a vitezei trebuie calculată pentru lungă durată, ea putînd rămîne permanent în circuitul motorului. Ea poate fi utilizată şi ca rezistenţă de pornire, în schimb nu este permisă întrebuinţarea rezistenţei de pornire ca rezistenţă de reglare.

2.8.2. Reglarea vitezei prin variația fluxului de excitație

Se poate realiza schimbarea vitezei și prin variația curentului de excitație I_E cu ajutorul reostatului de cîmp R_c.

Se presupune, ca și mai înainte, $M = \text{const}$ și, în plus, $R_s = 0$. Ne vom referi mai întîi la un motor cu excitație derivație. Prin urmare, $U_A = U = \text{const}$. Pentru două valori diferite I_{E1} și I_{E2} ale curentului de excitație rezultă două valori diferite ale fluxurilor: Φ_{E1}, respectiv Φ_{E2}. Fie $\Phi_{E1} < \Phi_{E2}$. Deoarece $M = \text{const}$, rezultă $I_{A1} > I_{A2}$, iar din relația

$$\frac{\Omega_1}{\Omega_2} = \frac{\Phi_{E2}}{\Phi_{E1}} \frac{U_A - R_A I_{A1} - \Delta U_p}{U_A - R_A U_{A2} - \Delta U_p},$$

ținînd seama că termenul $R_A I_A$ nu afectează decît cu cîteva procente suma $U_A - R_A I_A - \Delta U_p$, rezultă $\Omega_1 > \Omega_2$. Prin urmare, micșorarea curentului de excitație conduce la creșterea vitezei de rotație și a curentului absorbit de înfășurarea rotorului în condiții de cuplu constant. Caracteristicile mecanice care se obțin astfel sînt arătate în figura 2.62.

Trebuie remarcat faptul că, dacă cuplul rămîne constant, atunci o dată cu micșorarea fluxului de excitație curentul I_A absorbit de motor crește. Dacă acest curent depășește valoarea I_{AN} maximă admisibilă din punctul de vedere al încălzirii mașinii, funcționarea în acest regim nu este permisă decît pentru scurtă durată. În figura 2.62 s-a trasat și hiperbola echilaterală care corespunde ecuației $M\Omega = P_N = \text{const}$, care delimitează două domenii. Funcționarea motorului în domeniul haşurat nu este permisă decît pentru scurtă durată, fiindcă $I_A > I_{AN}$.

Din cele de mai sus rezultă că această metodă de reglare a vitezei se caracterizează prin următoarele: *a*) puterea $P_1 = U_A I_A$ absorbită de la rețeaua electrică de alimentare crește, la cuplu constant, proporțional cu curentul I_A, o dată cu viteza de rotație, cînd curentul de excitație este micșorat; puterea utilă $P_2 = \Omega M_s \approx \Omega M$ crește la micșorarea curentului de excitație, iar randamentul este afectat în mult mai mică măsură decît la metoda precedentă (doar prin creșterea pierderilor $R_A I_A^2$ din înfășurarea rotorului); *b*) pe măsură ce fluxul de excitație este mai mic, cuplul admisibil a fi dezvoltat de motor din punctul de vedere al încălzirii scade; *c*) comutația este mai dificilă datorită creșterii vitezei de rotație simultan cu creșterea curentului I_A; *d*) viteza se poate regla la ambele sensuri în raport cu situația cînd curen-

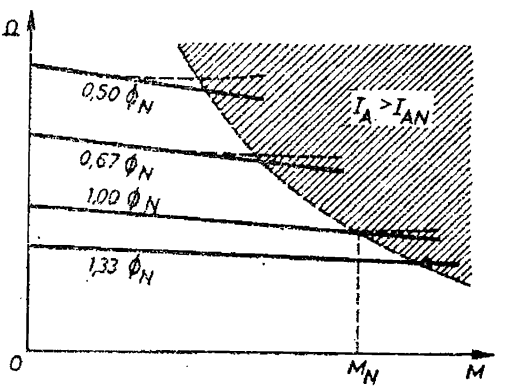


Fig. 2.62

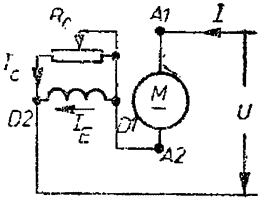


Fig. 2.63

tul de excitație are valoarea nominală, dar fluxul nu poate fi mărit prea mult peste valoarea nominală, circuitul magnetic saturîndu-se și necesitînd un curent mult prea mare de excitație; *e*) metoda de reglare a vitezei bazată pe variația fluxului de excitație este sensibil mai economică decît cea precedentă, fiindcă pierderile în reostatul de cîmp sînt foarte mici; *f*) investițiile sînt relativ mici, fiindcă reostatul R_c este de dimensiuni relativ mici; *g*) în cazul slăbirii accentuate a cîmpului de excitație și al creșterii însemnate a curentului I_A din înfășurarea rotorului, poate apărea o funcționare necorespunzătoare a motorului. Într-adevăr, în acest caz, cîmpul de excitație fiind slab, iar cîmpul de reacție transversală foarte puternic, fluxul rezultant $\Phi\mu$ scade mult în raport cu fluxul Φ_E, iar caracteristica mecanică poate deveni urcătoare (a se vedea în figura 2.62 curbele cu linie întreruptă), ceea ce poate conduce la funcționarea nestabilă a motorului. De aceea, reglarea vitezei prin această metodă este admisă numai în limitele 1—3.

Cele spuse mai sus se pot aplica și la motorul cu excitație serie, cu singura deosebire că este nevoie de un reostat în paralel cu înfășurarea rotorului pentru a se putea varia curentul prin înfășurarea de excitație (fig. 2.63).

2.8.3. Reglarea vitezei prin variația tensiunii *U* a sursei de alimentare

Metoda generator-motor se aplică numai atunci cînd este nevoie de o reglare a vitezei în limite foarte largi. Desigur, în acest caz este nevoie de o sursă proprie de alimentare a motorului, adică de un generator de curent continuu propriu sau de o instalație de redresare cu tensiune reglabilă. Deocamdată ne vom referi numai la grupul generator-motor, urmînd ca instalațiile reglabile de redresare să formeze obiectul unei tratări detaliate, dată fiind importanța lor în sistemele moderne de acționări.

Așa-numitul *grup generator-motor* sau *grup Ward Leonard* a apărut de circa 80 de ani și a constituit punctul de plecare pentru diferite scheme moderne de acționare cu elemente de comutație statică.

Principiul de funcționare a grupului generator-motor îl constituie reglarea vitezei unui motor de curent continuu cu excitație independentă sau serie, alimentat cu tensiune variabilă de la un generator propriu. Schema simplificată a grupului este prezentată în figura 2.64. Cînd în componența grupului există și un volant este denumit uneori și grup Ward Leonard-Ilgner.

Motorul de curent continuu cu excitație independentă *m3*, care antrenează mașina de lucru *ML*, este alimentat cu tensiune variabilă de generatorul de curent continuu *m2*. Acest generator este antrenat de motorul *m1*, care poate fi un motor asincron în scurtcircuit (pentru puteri mici), un motor asincron cu inele sau un motor sincron (pentru puteri ridicate) sau un motor Diesel (de exemplu, pentru locomotivele Diesel-electrice). Pentru ca grupul

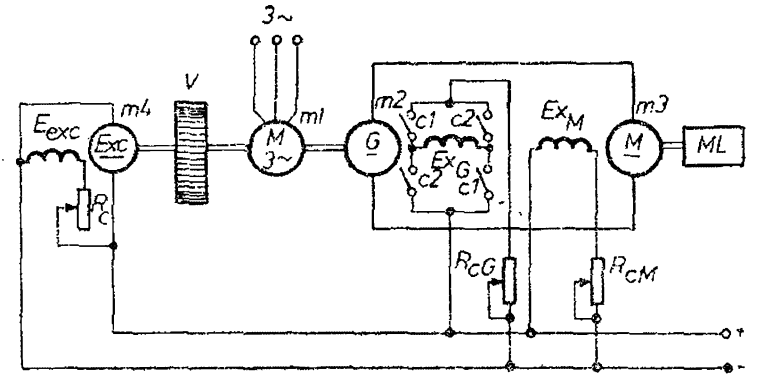


Fig. 2.64

generator-motor să primească din rețeaua de alimentare numai energie de curent alternativ, este necesară încă o mașină *m4*, care să furnizeze tensiune continuă constantă pentru alimentarea înfășurărilor de excitație ale generatorului *m2* și motorului *m3*. Această mașină — care este de fapt un generator derivație cu autoexcitație — se numește *excitatoare*; ea are o putere nominală mult mai mică decît a celorlalte mașini electrice din componența grupului, de puteri sensibil egale.

Inversarea sensului de rotație a motorului *m3* se realizează fie prin inversarea polarității tensiunii generatorului *m2*, fie prin inversarea sensului curentului de excitație al motorului. În schema din figura 2.64 inversarea polarității tensiunii generatorului are loc prin alimentarea înfășurării de excitație printr-o punte cu contacte. Se atrage atenția că schema de comandă a contactoarelor să prevadă interblocarea acestora (*c1* să nu poată fi anclanșat decît dacă *c2* este declanșat și invers).

Pentru explicarea principiului de funcționare se presupun mașinile în repaus și fără tensiune. Se pornește motorul de antrenare *m1* și se reglează tensiunea excitatoarei *m4* prin intermediul reostatului de excitație R_c. Înaintea pornirii motorului *m3* se verifică dacă reostatul de excitație al generatorului R_{cG} este pe poziția de rezistență maximă, iar reostatul de excitație al motorului R_{cM} este pe poziția de rezistență minimă. Se stabilește sensul de rotație dorit pentru motorul *m3*, comandînd în mod corespunzător închiderea contactelor *c1* sau *c2*. În continuare, se excită treptat prin reostatul R_{cG} generatorul *m2*, pînă la tensiunea corespunzătoare vitezei necesare motorului *m3*. Prin variația excitației generatorului se obține variația tensiunii acestuia și deci a turației motorului.

Dacă tensiunea de la bornele generatorului devine mai mică decît tensiunea electromotoare indusă prin mișcare în înfășurarea rotorică a motorului *m3*, situație care apare la micșorarea bruscă a curentului de excitație a generatorului și folosită la frînări rapide, mașinile *m3* și *m2* își schimbă între ele regimurile de funcționare. Mașina *m3* trece în regim de generator (frînare recuperativă), energia cinetică acumulată de piesele în mișcare de rotație ale ma-

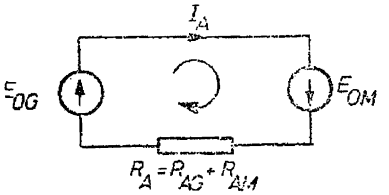


Fig. 2.65

șinii de lucru fiind transferată, cu pierderi mici, arborelui mașinii *m2*, care va funcționa ca motor. Dacă viteza mașinii *m1* devine superioară vitezei de sincronism, mașina *m1*, presupusă mașină asincronă, va funcționa ca generator recuperativ, furnizînd energie electrică rețelei de alimentare.

La tensiunea nominală de alimentare a motorului *m3* și la fluxul nominal, se va obține viteza nominală a acestei mașini. Dacă mașinile principale *m2* și *m3* ale grupului sînt de construcție specială, prin mărirea tensiunii generatorului peste tensiunea nominală se obțin viteze supranominale. Viteza motorului *m3* poate fi mărită și mai mult prin micșorarea fluxului său de excitație. Prin variația excitației generatorului se obține un domeniu de reglare a vitezei de circa 8 : 1. Dacă se modifică și fluxul de excitație a motorului se obține un domeniu de 25 : 1. Dacă se adaugă un sistem automat de reglare a vitezei, gama de viteze poate deveni 100 : 1.

Pentru stabilirea ecuației caracteristicilor mecanice $\Omega_m = f(M)$ ale motorului *m3*, se consideră schema echivalentă a circuitului rotoric comun al mașinilor *m2* și *m3* (fig. 2.65), în regim staționar. Indicii G și M se referă la generator (mașina *m2*) și respectiv la motor (mașina *m3*). $R_A = R_{AG} + R_{AM}$ reprezintă rezistența totală a circuitului rotoric al celor două mașini. Conform schemei din figura 2.65 se poate scrie:

$$E_{0G} + E_{0M} = R_A I_A.$$

În regim staționar

$$E_{0G} = k_G \Phi_G \Omega_G \; ; \; E_{0M} = - k_M \Phi_M \Omega_M.$$

Cuplul electromagnetic al motorului *m3* este

$$M = k_M \Phi_M I_A.$$

Eliminînd între relațiile anterioare mărimile E_{0G}, E_{0M} și I_A rezultă

$$\Omega_M = \frac{k_G \Phi_G \Omega_G}{k_M \Phi_M} - \frac{R_A M}{k_M^2 \Phi_M^2}. \tag{2.33}$$

Observăm că, în situația funcționării motorului în sistemul generator-motor, căderea de viteză este mai mare decît cea corespunzătoare motorului alimentat nemijlocit de la o rețea. În primul caz, în expresia căderii de viteză intervine factorul $R_A = R_{AG} + R_{AM}$, rigiditatea caracteristicii mecanice a motorului funcționînd în sistemul generator-motor fiind mai mică.

Din analiza relației (2.33) deducem că putem efectua reglarea vitezei în două moduri: *a*) menținerea fluxului de excitație Φ_M al motorului constant, în general la valoarea sa nominală, și modificăm tensiunea electromotoare E_{0G} a generatorului, prin variația fluxului de excitație a generatorului Φ_G cu ajutorul reostatului R_{cG}; *b*) menținem constantă tensiunea electromotoare E_{0G} a generatorului, la valoarea sa nominală, și micșorăm fluxul magnetic Φ_M al motorului, acționînd asupra reostatului R_{cM}. Variația simultană a celor două fluxuri nu se utilizează în practică, preferîndu-se succesiunea indicată. În acest mod, se obține un domeniu mai mare de reglare a vitezei și valori acceptabile pentru curentul din circuitul rotoric al mașinilor principale.

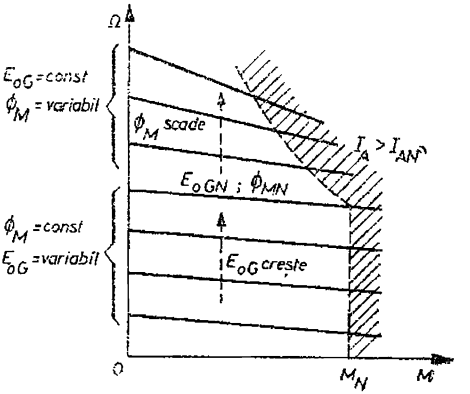


Fig. 2.66

Caracteristicile mecanice, trasate pe baza relației (3.38), prezintă două zone (fig. 2.66). Prima zonă corespunde funcționării motorului cu excitație independentă alimentat cu tensiune variabilă; caracteristicile mecanice sînt drepte paralele cu caracteristica mecanică naturală. Cea de a doua zonă corespunde funcționării cu flux diminuat a motorului cu excitație independentă; caracteristicile sînt drepte a căror rigiditate scade pe măsură ce fluxul motorului se micșorează.

Limita minimă pînă la care se poate modifica viteza motorului, fără sisteme automate de reglare, este 0,1 Ω_N, deoarece la viteze mici tensiunea la bornele generatorului se apropie ca valoare de căderea de tensiune din circuitul indusului motorului. Din acest motiv, o variație mică a sarcinii produce o modificare importantă a vitezei și chiar oprirea motorului.

Viteza maximă este limitată la (2—3) Ω_N, din cauza condițiilor de comutație, de rezistență mecanică a rotorului și de stabilitatea statică.

Caracteristicile mecanice nu sînt reprezentate în figura 2.66 în toate cele patru cadrane, dar mașina *m3* poate funcționa în toate regimurile.

Pentru a reprezenta variația cuplului maxim admisibil și a puterii maxime admisibile, domeniul de viteze se împarte în două subintervale — pînă la viteza nominală și peste viteza nominală. Evident, curentul rotoric limitează valorile maxim admisibile ale cuplului sau puterii. Pentru prima zonă, în care $\Omega < \Omega_N$, fluxul de excitație al motorului este constant (la valoarea nominală), iar tensiunea la borne variabilă (sub U_N). Deci, limitînd curentul rotoric la valoarea I_{AN} limităm cuplul maxim admisibil la valoarea $M = k_M \Phi_M I_{AN} = M_N$, în timp ce puterea variază proporțional cu viteza (fig. 2.67). În zona a doua, în care $\Omega > \Omega_N$, fluxul Φ_M este diminuat și tensiunea la bornele motorului este constantă (la valoarea nominală). Curent roto-

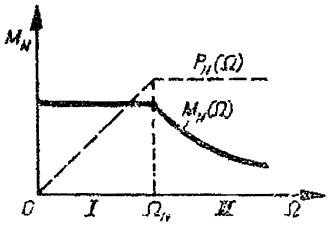


Fig. 2.67

ric limitat înseamnă de data aceasta putere limitată absorbită de motor și deci și putere dezvoltată limitată ($P_1 = U_A I_A \approx P$), în timp ce cuplul maxim admisibil scade cu fluxul la curent dat (fig. 2.67).

Grupul Ward Leonard se utilizează pentru acționarea mașinilor de lucru care necesită reglarea vitezei în limite largi, frînări și reversări frecvente (laminoare reversibile, mașini-unelte mari, macarale-portal, teleferice de persoane, ascensoare de mare capacitate și viteză, instalații de foraj la mare adîncime etc.).

Principalele avantaje ale grupului Ward Leonard sînt : *a*) domeniu mare de reglare a vitezei, cu variație lină și practic continuă, pornind de la zero ; în mod obișnuit limita maximă a domeniului de reglare a vitezei nu depășește 20 : 1, mărirea domeniului prin variația tensiunii generatorului la peste 10 : 1 nu este posibilă, din pricina magnetismului remanent al mașinilor grupului și caracteristicilor mecanice moi la viteze reduse ; rigiditatea caracteristicilor mecanice scade la viteze mici datorită căderii de tensiune în circuitul rotoric comun al generatorului și motorului de acționare a mașinii de lucru, ca și datorită reacției indusului la generatorul grupului (după cum se știe, reacția indusului este mai pronunțată la curenți mici de excitație) ; *b*) în afara pierderilor normale din mașinile grupului, spre deosebire de sistemele convertor electronic-motor, nu se produc pierderi suplimentare ; *c*) posibilitatea de a se accelera rapid mașinile de lucru cu momente axiale de inerție mari ; pentru aceeași mașină de lucru, durata pornirii cu grup generator-motor este inferioară față de cazul pornirii reostatice a motorului cu excitație independentă, alimentat cu tensiune constantă ; aceasta rezultă din analiza graficului curentului rotoric în funcție de timp $i_A(t)$, pentru cele două situații ; în cazul pornirii reostatice, curentul rotoric variază între limitele I_{Apm} și I_{Apmin} valoarea maximă I_{Apm} fiind atinsă doar de cîteva vîrfuri ; în sistemul $G-M$, la care pornirea se face prin creșterea tensiunii generatorului, este posibil ca în timpul procesului tranzitoriu de pornire a motorului, curentul rotoric să fie menținut apropiat de valoarea maximă, deoarece pentru pornire se manevrează, în acest caz, reostatul de excitație al generatorului (acesta este un reostat cu mai multe trepte) ; accelerația unghiulară fiind proporțională cu valoarea medie a cuplului, deci cu valoarea medie a curentului rotoric, rezultă că timpul de pornire va fi mai mic în cazul sistemului $G-M$, pentru același cuplu rezistent la arbore ; *d*) frînarea sistemului generator-motor poate fi lină sau foarte rapidă ; la o micșorare lentă a tensiunii generatorului astfel ca $M < M_s$, frînarea este lină ; dacă tensiunea generatorului se micșorează brusc se produce o

frînare foarte rapidă, cu recuperarea energiei cinetice acumulate în corpurile cu mișcarea de rotație ; *e*) datorită conectării directe a motorului la generator, atît la pornire, cît și la frînarea sistemului $G-M$ nu este necesară introducerea de rezistoare în circuitul principal ; trecerea aparatelor de comandă în circuitele de excitație face ca puterea, costul și gabaritul acestora să fie scăzut.

Dezavantajele grupului generator-motor sînt : *a*) cost ridicat datorită numărului mare de mașini și gabaritul ridicat ; *b*) putere totală instalată mare, de circa trei ori mai mare decît puterea necesară pentru acționarea mașinii de lucru ; *c*) randament global mic pentru grupuri de putere mică și mijlocie. Pentru puteri mici, la randamente individuale ale mașinilor de 0,8, randamentul global este de circa $0{,}8^3 = 0{,}512$; la puteri ridicate, cu randamente individuale de ordinul 0,9, randamentul global este $0{,}9^3 = 0{,}729$.

3

ACȚIONĂRI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU CU CONVERTOARE STATICE

3.1. Convertoare monofazate

O dată cu apariția tiristorului în acționările de curent continuu s-a produs o adevărată revoluție. Convertoarele cu tiristoare au înlocuit rapid celelalte tipuri de elemente de execuție (amplificatorul magnetic, grupul Ward Leonard), datorită în primul rînd amplificării uriașe de putere pe care convertoarele o realizează (actualmente s-a ajuns la 10^8-10^9), apoi datorită inerției deosebit de mici practic neglijabile, și grație faptului, nu mai puțin important, că aceste convertoare electronice nu au piese în mișcare și prezintă o fiabilitate ridicată. Prețul este în permanentă scădere, iar gabaritele instalațiilor de forță și de comandă sînt sensibil mai reduse comparativ.

În cele ce urmează se va face o prezentare mai amplă a sistemelor convertor electronic — mașini de curent continuu, începînd cu cele mai simple și mai ieftine și terminînd cu cele mai complexe.

3.1.1. Convertor monofazat cu redresarea unei singure alternanțe

În figura 3.1 s-a redat schema de principiu a celui mai simplu convertor reglabil asociat cu un motor de curent continuu cu excitație independentă, care utilizează o sursă monofazată de curent alternativ. După cum se știe (v. § 1.9.3), tiristorul este un dispozitiv semiconductor care permite trecerea curentului într-un singur sens, cu o cădere de tensiune în general în jur de 2 V, numai din momentul în care se aplică un impuls de curent pe electrodul *G*

de comandă (fig. 3.1) denumit de obicei *poartă*. În sens invers tiristorul oferă o rezistență practic infinită. Momentul „aprinderii" tiristorului se poate varia cu ajutorul unui dispozitiv electronic aparte, care nu face obiectul lucrării de față. Detalii despre tiristoare sînt date în § 1.9.3.

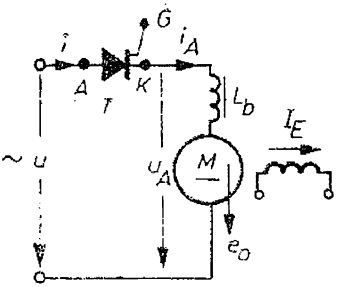


Fig. 3.1

În analiza modului de funcționare a instalației din figura 3.1, vom face următoarele ipoteze simplificatoare :

— căderea de tensiune pe tiristor se ia nulă cînd acesta conduce, iar rezistența sa în lipsa curentului se consideră infinită ;

— curentul de excitație al motorului este constant (de obicei circuitul de excitație se alimentează de la aceeași sursă de curent alternativ prin intermediul unei instalații de redresare necomandată) ;

— se neglijează impedanța sursei de alimentare ;

— se va considera numai regimul permanent al instalației ;

— se neglijează neliniaritățile introduse de saturația magnetică a motorului.

Ecuațiile funcționale ale motorului sînt în acest caz :

$$\begin{aligned} u_A &= Ri_A + L\frac{di_A}{dt} - e_0 ; \\ -e_0 &= k_E \Phi_E \Omega ; \\ m &= k_E \Phi_E i_A ; \\ m - m_s &= J\frac{d\Omega}{dt} . \end{aligned} \tag{3.1}$$

în care : u_A este tensiunea la bornele circuitului de sarcină ; i_A — curentul din rotor ; R și L — respectiv rezistența și inductivitatea circuitului rotoric, care cuprind și parametrii eventualei bobine suplimentare L_b înseriate în indus ; e_0 — tensiunea electromotoare indusă în rotor ; k_E — coeficientul constant de proporționalitate a tensiunii electromotoare cu fluxul de excitație Φ_E și viteza unghiulară Ω ; m — cuplul electromagnetic ; m_s — cuplul de sarcină care include și cuplul de frecări și pe cel corespunzător pierderilor în fier rotorice ale motorului ; J — momentul de inerție al ansamblului motor-sarcină.

În regim permanent, datorită periodicității tensiunii sursei monofazate și faptului că „aprinderea" tiristorului se realizează cu aceeași periodicitate, mărimile funcționale ale motorului vor varia și ele în mod periodic în timp. În figura 3.2 se arată tocmai modul acesta de variație a mărimilor u_A, i_A, $-e_0$, Ω. În aceeași figură este reprezentată și sinusoida $u = U_m \sin \omega t$ a tensiunii sursei. Scara absciselor este gradată în unghiuri ωt, proporționale cu timpul, coeficientul de proporționalitate fiind chiar pulsația ω a tensiunii u.

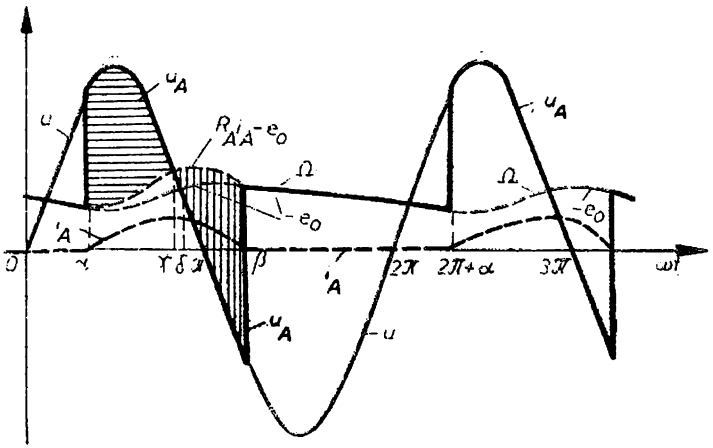


Fig. 3.2

Pentru a justifica curbele din figura 3.2 este suficient să se extindă această analiză numai pe intervalul $0 \leqslant \omega t \leqslant 2\pi$. La rîndul său acest interval va fi divizat în trei subintervale în legătură cu perioada de conducție a tiristorului.

a. $0 \leqslant \omega t < \alpha$, α fiind unghiul impus de întîrzierea la „aprindere" a tiristorului în comparație cu momentul $\omega t = 0$, cînd tensiunea între „anod" și „catod" devine pozitivă și tiristorul ar putea să intre în conducție. În tot acest subinterval, tiristorul fiind blocat, curentul $i_A = 0$. Din prima relație a sistemului (3.1) rezultă că $u_A = -e_0$, adică tensiunea la bornele rotorului motorului este egală cu tensiunea contraelectromotoare $-e_0$, care este direct proporțională cu viteza unghiulară Ω a rotorului. Această viteză este diferită de zero datorită funcționării anterioare a motorului, cînd rotorul a acumulat energie cinetică pe seama căreia este posibilă continuarea rotirii motorului și în acest subinterval. Bineînțeles, curentul i_A fiind nul și cuplul electromagnetic este nul și prin urmare, în acest subinterval Ω se micșorează treptat datorită frînării impuse de cuplul m_s de sarcină.

b. $\alpha \leqslant \omega t < \beta$. În momentul $\omega t = \alpha (\alpha < 180°)$, tiristorul T primește un impuls de aprindere. Dacă în acest moment tensiunea u a sursei este mai mare decît tensiunea contraelectromotoare $-e_0$, atunci începe să treacă curent prin tiristor. (Dacă $u < -e_0$, potențialul „catodului" tiristorului este mai mare decît cel al „anodului" și aprinderea nu poate avea loc). Brusc tensiunea u_A la bornele rotorice devine egală cu tensiunea u a sursei. Curentul i_A nu poate crește brusc din cauza inductivității L a circuitului rotoric (și a eventualei inductivități interne a sursei, cum ar fi cazul în care instalația este alimentată prin intermediul unui transformator monofazat). Curentul i_A crește treptat de la zero, atinge o valoare maximă I_{Am}, după care va începe să scadă, căci tensiunea u tinde ca la momentul $\omega t = \pi$ să se anuleze și să schimbe de semn. Curentul i_A poate trece prin circuitul rotoric al motorului și peste momentul $\omega t = \delta$, cînd diferența dintre tensiunea u și

tensiunea contraelectromotoare $-e_0$ devine negativă, pe seama energiei localizate în cîmpul magnetic al circuitului rotoric. Fie β momentul cînd curentul i_A devine zero și intervalul de conducție a tiristorului se termină. Să presupunem că $\beta > \pi$. Din momentul α și pînă în momentul γ cînd i_A atinge valoarea maximă I_{Am}, în cîmpul magnetic al circuitului rotoric se acumulează energie, care provine evident de la sursa de tensiune u. Acest lucru este dovedit imediat prin înmulțirea primei ecuații a sistemului (3.1) cu i_A, obținîndu-se relația

$$ui_A = -e_0 i_A + Ri_A^2 + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{1}{2} Li_A^2\right), \tag{3.2}$$

care precizează că puterea ui_A cedată de sursă acoperă puterea electromagnetică $-e_0 i_A = m\Omega$ (egală cu puterea mecanică totală dezvoltată de motor) și pierderile Joule în înfășurare, iar o altă parte a ei servește la creșterea în timp a energiei localizate în cîmpul magnetic al înfășurării rotorice $\left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{1}{2} Li_A^2\right) = Li_A \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} > 0 \text{ în tot domeniul } \alpha \leqslant \omega t < \gamma\right]$.

În momentele ulterioare lui γ și pînă la π, bilanțul de puteri se modifică deoarece $\frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} < 0$, ceea ce înseamnă că energia localizată în cîmpul magnetic al înfășurării rotorice și al bobinei L_b începe să fie cedată înapoi în circuit. Pe lîngă această sursă de energie și sursa propriu-zisă continuă să furnizeze energie circuitului, deoarece atît i_A, cît și u sînt de același sens ca mai înainte.

Din momentul π și pînă se anulează curentul i_A, bilanțul de puteri ia o nouă formă. Într-adevăr, tensiunea sursei propriu-zisă devine negativă, iar curentul i_A continuă să fie pozitiv, ceea ce înseamnă că puterea ui_A schimbă de semn, sursa primind în timp energie din circuit. Această energie provine tot din cîmpul magnetic al înfășurării rotorice și al bobinei suplimentare L_b. Pînă la anularea curentului, atît puterea mecanică dezvoltată de motor, cît și pierderile Joule în înfășurare sînt acoperite de puterea produsă pe seama epuizării în timp a energiei înmagazinate în cîmpul magnetic al sarcinii.

Așadar, este posibilă prelungirea conducției tiristorului peste momentul schimbării de sens a diferenței dintre tensiunea u și tensiunea contraelectromotoare $-e_0$, prin intervenția energiei înmagazinate temporar în cîmpul magnetic al înfășurării rotorice și al bobinei înseriate L_b.

În ceea ce privește momentele γ și β, se pot face unele precizări utile pentru studiile ulterioare. Pentru aceasta se integrează prima ecuație a sistemului (3.1) în intervalul $\omega t = \alpha$ și $\omega t = \gamma$ și apoi în intervalul $\omega t = \gamma$ și $\omega t = \beta$:

$$\begin{aligned} \int_{\alpha}^{\gamma} [u - (R_A i_A - e_0)]\, \mathrm{d}(\omega t) &= \omega \int_{\alpha}^{\gamma} L\, \mathrm{d}i_A = L\omega I_{Am}; \\ \int_{\gamma}^{\beta} [u - (R_A i_A - e_0)]\, \mathrm{d}(\omega t) &= \omega \int_{\gamma}^{\beta} L\, \mathrm{d}i_A = -L\omega I_{Am}. \end{aligned} \tag{3.3}$$

Se remarcă imediat că prima integrală reprezintă chiar aria suprafeței limitată superior de curba tensiunii u și inferior de curba $R_A i_A - e_0$ între momentele α și γ, suprafața hașurată cu linii orizontale în figura 3.2, în timp

ce ceade-a doua integrală reprezintă aria haşurată vertical. Conform celor două relaţii de mai sus, cele două arii sînt egale şi proporţionale cu valoarea maximă I_{Am} atinsă de curentul rotoric în momentul γ.

În subintervalul $\alpha \leqslant \omega t < \beta$, curentul i_A fiind diferit de zero, cuplul electromagnetic m al motorului este şi el diferit de zero. În momentele cînd $m > m_s$, rotorul motorului accelerează şi viteza unghiulară Ω creşte (fig. 3.2), acumulîndu-se astfel energie cinetică în masele în mişcare ale motorului şi sarcinii. Această energie va fi necesară întreţinerii mişcării în intervalele cînd $m < m_s$.

c. $\beta \leqslant \omega t < 2\pi$. În acest subinterval, tiristorul este blocat, curentul i_A este nul şi la fel cuplul electromagnetic m, tensiunea u_A urmăreşte tensiunea contraelectromotoare $-e_0$, care la rîndul ei scade treptat o dată cu viteza unghiulară Ω. Situaţia este similară cu cea înregistrată în primul subinterval cînd $0 \leqslant \omega t < \alpha$.

Dacă se integrează ecuaţia întîi a sistemului (3.1) pe o întreagă perioadă şi se împart toţi termenii cu 2π, se obţine o relaţie utilă între valorile medii ale mărimilor funcţionale ale motorului:

$$U_A = RI_A + k_E \Phi_E \Omega_{med}. \tag{3.4}$$

Deoarece căderea medie de tensiune pe rezistenţa R este relativ redusă, relaţia de mai sus arată că *valoarea medie a vitezei unghiulare depinde de valoarea medie a tensiunii la bornele motorului*, iar aceasta din urmă este evident funcţie de unghiul de întîrziere la aprindere α. Din aceeaşi relaţie rezultă că la pornire trebuie să se ia α apropiat de π. Într-adevăr, la pornire $\Omega_{med} = 0$, şi dacă α este apropiat de π, atunci U_A este relativ redus, iar I_A la fel.

Dacă se ia media pe o perioadă şi pentru termenii ecuaţiei a patra a sistemului (3.1), se deduce o altă relaţie importantă între valorile medii ale mărimilor funcţionale.

$$M_s = k_E \Phi_E I_A, \tag{3.5}$$

care arată că *valoarea medie M_s a cuplului de sarcină este aceea care impune în regim permanent valoarea medie I_A a curentului rotoric.* O creştere a cuplului mediu de sarcină, la acelaşi unghi de aprindere α, are drept consecinţe: *a)* o mărire a limitelor de variaţie a vitezei unghiulare Ω, fără a influenţa prea sensibil valoarea sa medie, motorul frînîndu-se mai puternic în perioada cînd tiristorul nu conduce şi *b)* o mărire a pulsului de curent i_A în intervalul de conducţie atît ca amplitudine cît şi ca durată, pentru a se obţine o valoare medie I_A mai ridicată.

După cum s-a arătat mai înainte, în intervalul (π, β) o parte din energia înmagazinată în cîmpul magnetic al înfăşurării rotorice a motorului se reîntoarce în reţea. Se pune în mod firesc întrebarea: oare nu este posibil ca această parte a energiei să nu mai fie returnată reţelei, ci să fie consumată în circuitul rotoric pentru prelungirea curentului i_A şi mai mult peste momentul $\omega t = \pi$, cînd tensiunea u devine negativă? În această situaţie, pentru acelaşi cuplu de sarcină, deci acelaşi curent mediu, curentul maxim I_{Am} ar fi mai mic, iar valoarea efectivă a curentului i_A ceva mai redusă.

Schema din figura 3.3 permite materializarea acestei idei. Această schemă diferă de cea precedentă prin conectarea unei diode D în paralel cu înfășurarea rotorică. Atît timp cît tensiunea u este pozitivă și tiristorul T conduce, dioda nu conduce, tensiunea la bornele sale avînd sens invers sensului firesc de conducție. Cînd tensiunea u devine negativă (momentul $\omega t = \pi$), atunci dioda D poate să conducă și ea preia curentul i_A care se închidea prin tiristorul T, iar acesta se stinge. Deci, dacă în intervalul (α, π) curentul i_A se închidea pe calea arătată în figura 3.3 cu săgeți negre, în intervalul (π, β) curentul urmează drumul indicat de săgeți roșii, bornele motorului fiind puse practic în scurtcircuit ($u_A = 0$). Curentul circulă pe acest al doilea drum atît timp cît mai există energie înmagazinată în cîmpul magnetic al înfășurării rotorice și al bobinei L_b.

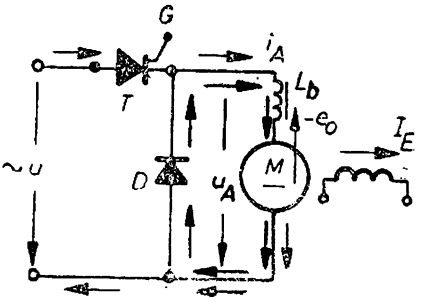


Fig. 3.3

În figura 3.4 se arată cum variază mărimile u, u_A, i_A, și e_0 în regim permanent, pentru schema din figura 3.3, care este evident mai avantajoasă ca performanțe. Momentele α (cînd începe tiristorul să conducă), γ (cînd curentul i_A atinge valoarea maximă) și β (cînd i_A devine nul) trebuie să îndeplinească, întocmai ca mai înainte, condiția ariilor egale, conform relațiilor (3.3) arii evidențiate în figură prin hașurare diferită.

De remarcat că la ambele scheme de redresare prezentate curentul care trece prin înfășurarea rotorului motorului este nul din momentul β pînă în momentul $2\pi + \alpha$, cînd tiristorul T primește iar un impuls de aprindere pe poartă. Se spune că circuitul funcționează în *regim de curent întrerupt*. Dacă în momentul $2\pi + \alpha$ cînd tiristorul se „aprinde" din nou, curentul i_A nu ar fi nul, s-ar fi spus că schema funcționează în *regim de curent neîntrerupt*.

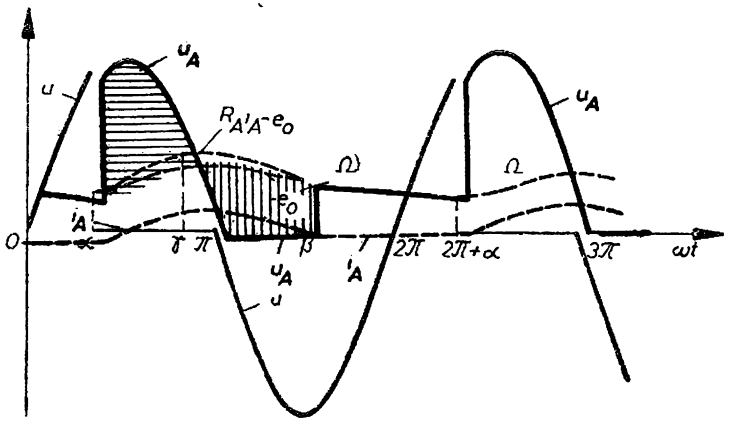


Fig. 3.4

La schema cu redresarea unei singure alternanțe acest regim se poate atinge numai la cupluri mari de sarcină, în ipoteza unei inductivități relativ foarte mari a circuitului rotoric.

Instalațiile monofazate cu redresarea unei singure alternanțe se utilizează numai la puteri foarte mici. Avantajul lor esențial îl constituie prețul redus și simplitatea. Ele prezintă însă dezavantaje majore:

— curentul rotoric prezintă un raport ridicat valoare efectivă valoare medie, deoarece pulsul de curent are o durată relativ scurtă față de perioadă, motorul dezvoltînd un cuplu mai redus la valoarea efectivă nominală a curentului (cuplul depinde de valoarea medie, iar regimul termic de valoarea efectivă a curentului i_A);

— dacă între rețea și motor se intercalează (cum se întîmplă adeseori) un transformator de adaptare a tensiunii nominale a motorului cu cea redresată, atunci înfășurarea secundară este parcursă de un curent pulsatoriu, cu o componentă continuă importantă, care saturează circuitul magnetic;

— la cupluri mari de sarcină și la viteze reduse, în regim de curent întrerupt, motorul are tendința să funcționeze sacadat, deoarece energia îi este furnizată într-un singur puls pe perioadă.

Observația 1. În regimul de curent întrerupt, așa cum s-a arătat mai înainte, pentru ca tiristorul să se aprindă trebuie ca în momentul α cînd se aplică impulsul de aprindere, tensiunea rețelei u să depășească tensiunea contraelectromotoare instantanee $-e_0$. Altminteri, tensiunea $u_{AB} = u - (-e_0)$ la bornele tiristorului (fig. 3.1) este negativă și curentul ar trece în sens invers celui permis de tiristor, ceea ce este imposibil.

Observația 2. Pentru anumite cazuri $\beta < \pi$ și nu așa cum am presupus mai înainte. În asemenea situație în intervalul de conducție (α, β), tensiunea sursei nu se mai inversează și deci nu mai apare un subinterval cînd energia localizată în cîmpul magnetic s-ar întoarce în parte spre sursă. Dioda D pentru prelungirea conducției nu mai are nici un rol în cazul $\beta < \pi$.

Observația 3. La pornire, unghiul de aprindere α este variat începînd cu valoarea π, cînd tensiunea medie redresată este nulă, pentru a nu se înregistra un șoc de curent, după care α este micșorat pînă se ajunge la regimul dorit de viteză.

Observația 4. Evident, bobina L_b înseriată în circuitul rotoric are drept scop creșterea „inerției magnetice" a circuitului. În acest fel pulsul de curent este mai aplatizat, durează mai mult. Pulsațiile curentului i_A sînt deci „netezite". Bobina L_b este denumită *bobină de netezire* sau *de filtrare*.

3.1.2. Convertor monofazat cu redresarea ambelor alternanțe

O schemă monofazată uzuală pentru redresarea ambelor alternanțe este prezentată în figura 3.5. Este vorba de o schemă în *puntea monofazată semicomandată* cu două tiristoare, T_1 și T_2, în două laturi adiacente și două diode, D_3 și D_4, în laturile opuse ale punții $ABCD$. Schema este alimentată adesea de la o rețea monofazată prin intermediul unui transformator T. Tiristoarele T_1 și T_2 funcționează succesiv, primind impulsuri de comandă

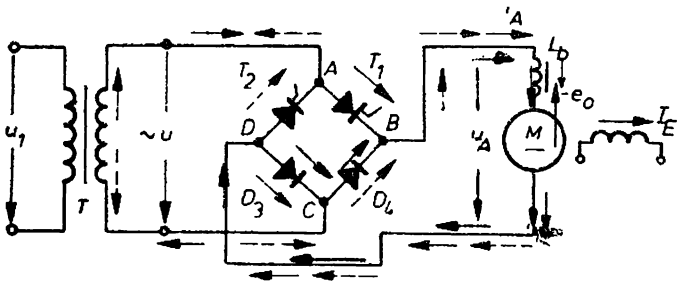

u_1
T
~u
T_2
A
T_1
D
B
D_3
C
D_4
i_A
L
$-e_0$
u_A
M
I_E

Fig. 3.5

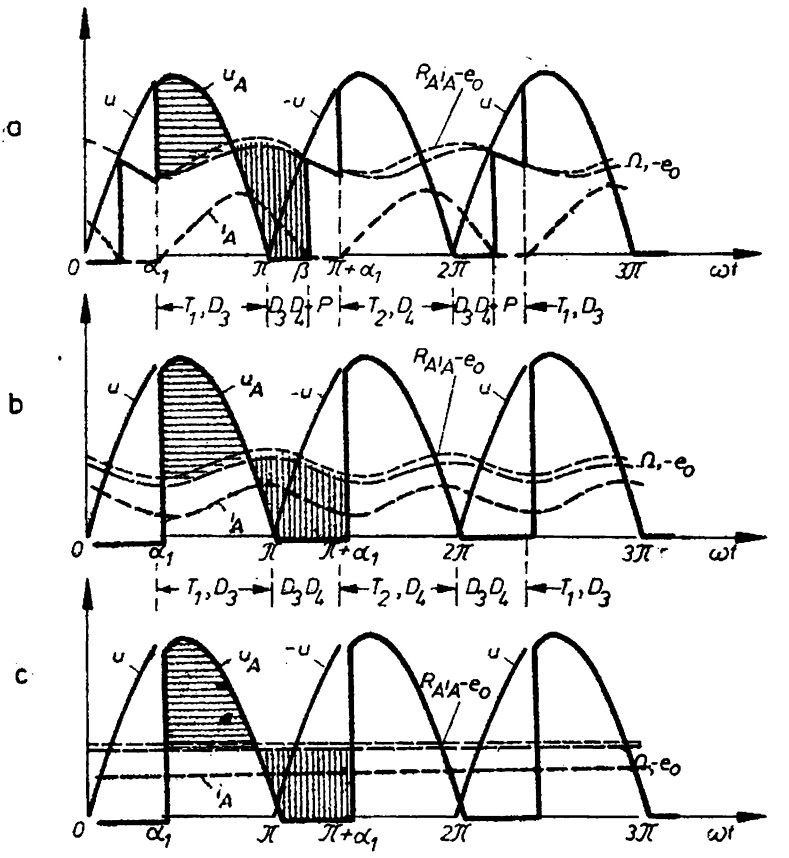

a
b
c
u
u_A
-u
$R_A i_A - e_0$
$\Omega, -e_0$
i_A
0
α_1
π
β
$\pi+\alpha_1$
2π
3π
ωt
T_1, D_3
$D_3 D_4$
P
T_2, D_4
$D_3 D_4$
P
T_1, D_3

Fig. 3.6

alternativ, cu perioada pe jumătate în comparație cu perioada tensiunii u de alimentare a schemei. Tiristorul T_1 redresează cu o întîrziere reglabilă α_1 alternanța pozitivă a tensiunii u, iar tiristorul T_2 redresează cu aceeași întîrziere α_1 alternanța negativă (fig. 3.6).

Cînd conduce tiristorul T_1 curentul debitat de sursă se închide pe drumul $ABMDC$, prin intermediul diodei D_3 (săgeata neagră plină din figura 3.5 indică acest drum). În tot acest răstimp tensiunea la bornele motorului u_A este egală cu tensiunea u a sursei (fig. 3.6). Cînd conduce tiristorul T_2, drumul curentului trece prin punctele C, B, M, D și A, trecînd în același sens ca în prima situație prin înfășurarea rotorică a motorului și în sens invers prin sursă (săgeților negre întrerupte). În tot acest interval de conducție a lui T_2, tensiunea u_A este egală cu $-u$ (fig. 3.6).

Avantajul acestei scheme este sporit prin faptul că atunci cînd conduc T_1 și D_3 și tensiunea u devine nulă, curentul i_A este preluat de diodele D_3 și D_4, permițînd descărcarea energiei înmagazinate în înfășurarea rotorică a motorului (și într-o eventuală bobină suplimentară L_b înseriată cu înfășurarea rotorică pentru a mări „inerția" magnetică a circuitului rotoric). În acest interval de timp curentul se închide pe drumul $DCBMD$ (indicat cu săgeți roșii în figura 3.5) și $u_A = 0$. Același lucru se întîmplă cînd conduc T_2 și D_4 și tensiunea u devine din nou zero.

În privința curentului i_A se deosebesc două cazuri, după cum acesta este întrerupt sau neîntrerupt. În prima situație, prezentată în figura 3.6, a, inductivitatea circuitului rotoric este relativ redusă, energia înmagazinată în intervalul de creștere a curentului de asemenea redusă, încît curentul i_A se stinge în momentul β, înainte ca al doilea tiristor să înceapă să conducă (ceea ce se întîmplă doar în momentul $\pi + \alpha_1$). În intervalul $(\beta, \pi + \alpha_1)$ curentul i_A este nul, schema avînd o pauză P în funcționare.

În cazul cînd inductivitatea circuitului rotoric este relativ mare (mai bine zis, cînd constanta de timp L/R este sensibil mai mare decît perioada tensiunii u), energia acumulată este suficientă să prelungească curentul i_A pînă în momentul aprinderii tiristorului următor. Curentul i_A înregistrează deci unele variații, între un maximum și un minimum, dar nu devine niciodată zero. Acest caz este prezentat în figura 3.6, b. Ambele situații din figura 3.6 corespund unui același unghi de comandă α_1 al tiristoarelor și unui același cuplu rezistent. Din comparație rezultă că, la aceeași valoare medie, curentul i_A este sensibil mai ondulat în primul caz și, de asemenea, viteza unghiulară.

Putem imagina și un caz limită din punct de vedere teoretic și anume, cazul cînd inductivitatea circuitului rotoric este deosebit de mare (constanta de timp L/R practic infinită), ceea ce se obține numai prin înserierea cu înfășurarea rotorului a unei bobine de mare inductivitate. „Inerția" magnetică a circuitului rotoric este acum așa de importantă, încît se opune unei creșteri rapide a curentului i_A ca și a unei scăderi rapide, astfel că rezultă un curent i_A practic constant în timp și egal cu I_A (fig. 3.6, c). Se mai poate presupune că și momentul de inerție J al ansamblului motor-sarcină este relativ mare, corespunzînd unei mari inerții mecanice, astfel încît nici viteza unghiulară Ω nu poate înregistra în decursul unei perioade (timp relativ foarte scurt) a tensiunii u vreo creștere sau vreo scădere cît de cît importantă, fiind practic

constantă. În acest caz și tensiunea electromotoare e_0 este practic constantă. Condiția ariilor egale rămîne valabilă și în acest caz limită (fig. 3.6, *c*), care prezintă deosebită importanță practică, fiind cel mai convenabil pentru motor. De remarcat că de data aceasta valorile medie și efectivă ale curentului i_A sînt egale, ceea ce înseamnă încălzire mai redusă la același cuplu de sarcină.

La unul și același unghi α de comandă a aprinderii tiristoarelor, caracteristica mecanică a motorului poate prezenta aluri diferite, după cum curentul i_A este întrerupt sau neîntrerupt. Dacă în regim de curent neîntrerupt caracteristica mecanică arată la fel ca în cazul motorului cu excitație independentă alimentat de la sursă clasică (generator de c.c. sau baterie de acumulatoare, vezi fig. 2.47), în cazul regimului de curent întrerupt, la același unghi α, caracteristica se abate net de la alura dură, existînd o puternică ambalare (creștere de viteză) la cupluri reduse. Acest fenomen este propriu grupului redresor comandat — motor electric și trebuie analizat mai în detaliu.

Mai întîi vom justifica fenomenul de mai sus pe cale grafică, iar apoi vom aborda problema și pe cale analitică.

În figurile 3.7, *a*, *b*, *c*, *d* se consideră $\alpha = \frac{\pi}{2}$, gradul de încărcare al motorului fiind diferit în cele patru figuri, și anume din ce în ce mai mare. În aceste figuri se consideră că într-o situație de încărcare dată pulsațiile vitezei Ω sînt neglijabile (și deci practic $\Omega = \text{const}$) și că rezistența circuitului de sarcină este practic neglijabilă (în raport cu reactanța ωL). Aceste simplificări sînt fără mari consecințe asupra concluziilor și chiar a calculelor analitice.

În prima figură, 3.7, *a*, cuplul dezvoltat de motor este foarte redus și pulsul de curent este în consecință redus și ca durată ($\beta < \pi$) și ca amplitudine [aria hașurată impune amplitudinea, conform relației (3.3)]. În intervalul (α, β) de conducție tensiunea u_A urmărește tensiunea u a sursei, iar pe durata (β, $\pi + \alpha$) a pauzei de curent $u_A = -e_0 = -E_0 = k_E \Phi_E \Omega$. Evident, tensiunea medie pe durata (α, β) dictează valoarea tensiunii medii U_A pe o perioadă care este egală cu $-E_0$. Cum această t.c.e.m. are o valoare ridicată, rezultă o viteză unghiulară ridicată.

În figura a doua, 3.7, *b*, încărcarea motorului crește și o dată cu ea și durata și amplitudinea pulsului de curent, iar $\beta > \pi$. Pe durata (α, π), $u_A = u$; pe durata (π, β), $u_A = 0$; pe durata pauzei de curent (β, $\pi + \alpha$), $u_A = -E_0$. Pe durata conducției (α, β) se aplică criteriul ariilor egale și se găsește tensiunea medie U_A care impune valoarea lui $-E_0$. Se vede imediat că viteza Ω (proporțională cu $-E_0$) este mult mai mică decît în cazul precedent.

Dacă cuplul rezistent, deci și cel dezvoltat de motor, crește și mai mult, se ajunge la un moment dat la limita regimului de curent întrerupt, prezentată în figura 3.7, *c* $\left(\beta = \pi + \alpha = \frac{3\pi}{2}\right)$. Pulsul de curent are acum și o amplitudine sensibil mai mare (crește aria suprafeței hașurate). Nu mai există pauză de curent. Valoarea medie a tensiunii la bornele sarcinii $U_A = -E_0$ este mult scăzută, ceea ce înseamnă și o viteză mult redusă.

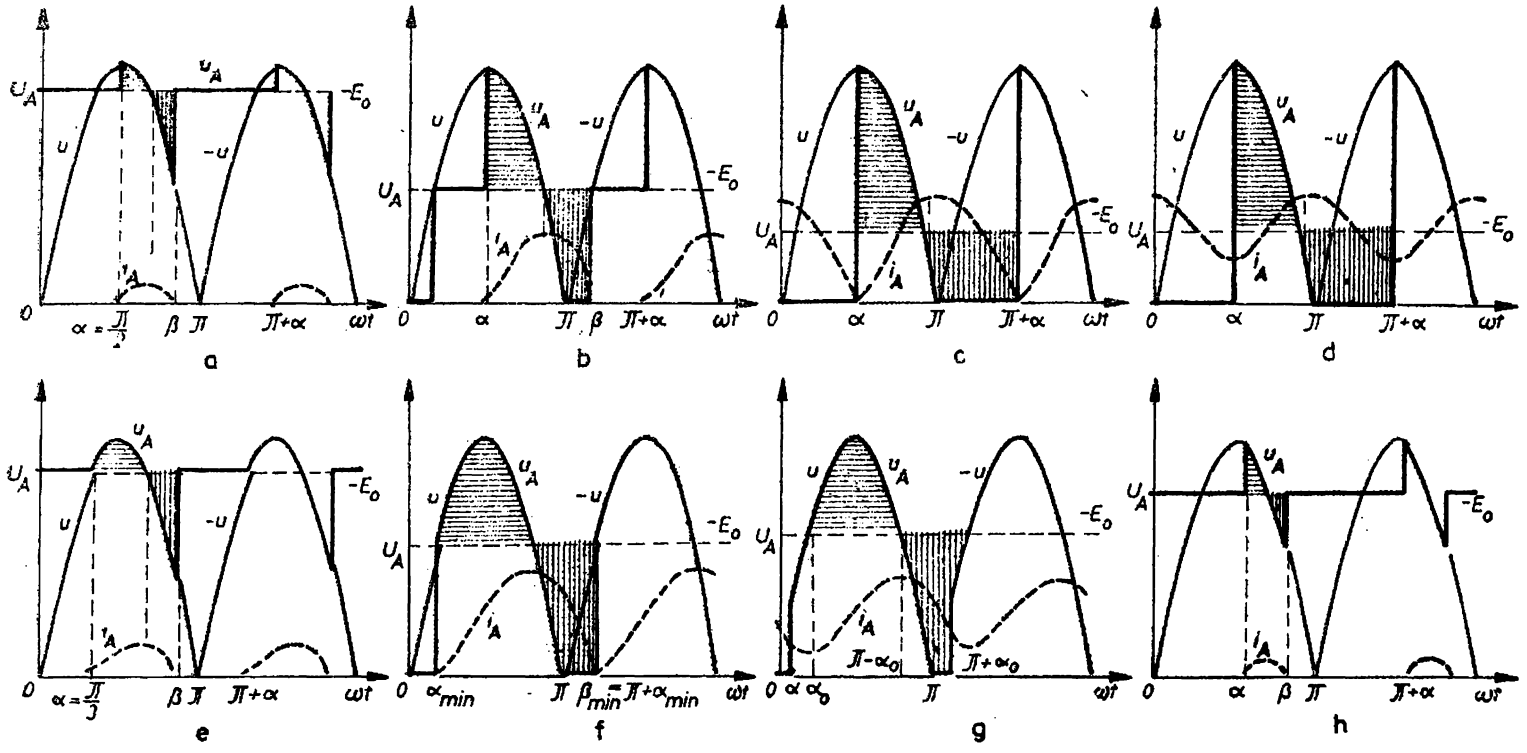

a
b
c
d
e
f
g
h
U_A
u_A
u
$-u$
$-E_0$
i_A
ωt
$\alpha = \frac{\pi}{3}$
β
π
$\pi+\alpha$
α_{min}
$\beta_{min} = \pi+\alpha_{min}$
$\pi-\alpha_0$
$\pi+\alpha_0$

Fig. 3.7

Dacă cuplul rezistent la arborele motorului crește și mai mult (fig. 3.7, *d*), se constată că pulsul de curent își crește valoarea medie (proporțional cu valoarea medie a cuplului), dar nu și amplitudinea. Forma tensiunii u_A nu se modifică în comparație cu cazul figurii 3.7, *c*. Tensiunea medie $u_A = -E_0$ nu se schimbă și nici viteza Ω.

Prin urmare, în regim de curent neîntrerupt viteza Ω este practic constantă indiferent de încărcare (de fapt, viteza Ω scade ușor pe măsură ce crește cuplul, fiindcă în realitate $R \neq 0$). La scăderea încărcării și intrarea în regim de curent întrerupt, viteza motorului crește simțitor. La mersul în gol rezultă o ambalare excesivă, de aproximativ 3 ori viteza din regimul de curent neîntrerupt. La mersul în gol ideal, viteza atinsă corespunde unei t.c.e.m. $-E_0$ egală cu amplitudinea U_m a tensiunii sursei (fig. 3.8).

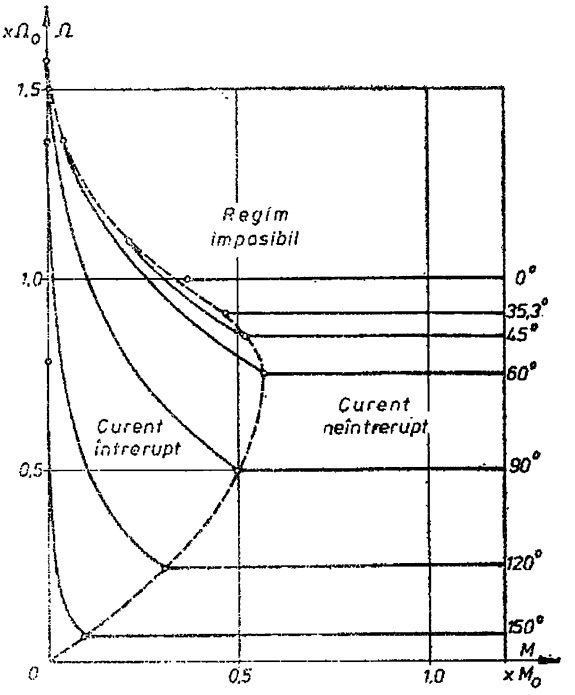


Fig. 3.8

Să considerăm în continuare caracteristica mecanică pentru un alt unghi α, de exemplu $\alpha = \frac{\pi}{3}$. Pe lîngă concluzii similare celor rezultate din analiza precedentă pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$, mai apare un fenomen nou pus în evidență în figura 3.7, *e*. Această figură corespunde la $\alpha = \frac{\pi}{3}$ unei încărcări a motorului la care tensiunea medie $U_A = -E_0 = k_E \Phi_E \Omega$ este chiar egală cu valoarea tensiunii sursei în momentul aplicării pulsului de aprindere a tiristoarelor, adică cu $U_m \sin \alpha = U_m \sin \frac{\pi}{3}$. Regimul corespunzător este de curent întrerupt. La primirea pulsului de aprindere tensiunea anod-catod a tiristorului în cauză este egală cu diferența între tensiunea u_A la bornele sarcinii, care are valoarea $-E_0 = U_A$, și tensiunea sursei, $u = U_m \sin \alpha = U_m \sin \frac{\pi}{3}$. Această tensiune anod-catod este deci nulă în momentul $\omega t = \alpha$ (se știe că pentru aprindere, la aplicarea pulsului de curent pe poartă, tensiunea anod-catod trebuie să fie pozitivă). Deci figura 3.7, *e* corespunde unei situații limită, cînd tiristorul este la limita condițiilor de aprindere.

Dacă cuplul rezistent scade sub valoarea celui din figura 3.7, *e* viteza nu mai poate crește, căci ar crește t.c.e.m. $-E_0$ și ar deveni mai mare decît tensiunea $U_m \sin \alpha = U_m \sin \frac{\pi}{3}$ a sursei în momentul $\omega t = \alpha$. Tensiunea anod-catod ar fi negativă, tiristorul neputîndu-se aprinde. Aprinderea fiind ratată, $i_A = 0$ și $m = 0$. Mașina frînează sub acțiunea cuplului rezistent și viteza scade. În scăderea sa, la un moment dat t.c.e.m. $-E_0$ devine mai mică decît $U_m \sin \frac{\pi}{3}$ și tiristoarele se aprind. Apărînd curent și cuplu electromagnetic, motorul accelerează, viteza crește și se ajunge din *nou* în situația cînd $-E_0 > U_m \sin \frac{\pi}{3}$, tiristoarele ratînd din nou comenzile de aprindere. Motorul are deci o viteză instabilă, oscilantă, ceea ce înseamnă un regim inadmisibil.

În consecință, pentru $\alpha = \frac{\pi}{3}$ funcționarea în gol este imposibilă, ba chiar și funcționarea cu cupluri mai mici decît cel corespunzător figurii 3.7, *e*. Pentru cupluri superioare situației din figură, concluziile din cazul $\alpha = \frac{\pi}{2}$ rămîn valabile. Cît timp se menține regimul de curent întrerupt, caracteristica mecanică este foarte elastică (fig. 3.8); în regim de curent neîntrerupt, caracteristica este rigidă (respectiv dură, pentru $R \neq 0$).

Figura 3.7, *e* demonstrează că pentru $\alpha < \frac{\pi}{2}$ există o situație limită de încărcare la care funcționarea motorului este încă stabilă, ceea ce înseamnă că există un unghi β_{min}, deci o durată minimă de puls de curent, la care aprinderea tiristoarelor mai este asigurată $\left\{\text{la } \alpha = \frac{\pi}{3}, \text{ rezultă } \beta_{min} \approx \frac{5\pi}{6}\right\}$. Pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$, $\beta_{min} = \frac{\pi}{2}$ (durata nulă a pulsului de curent, adică mers în gol).

Pe măsură ce α scade către 0, β_{min} la care funcționarea este încă stabilă crește ca valoare. Există deci și o valoare minimă α_{min} (fig. 3.7, *f*) a unghiului de comandă a tiristoarelor pentru care $\beta_{min} = \pi + \alpha_{min}$, adică pentru care mai este posibilă funcționarea în regim de curent întrerupt (la limită).

Pentru $\alpha < \alpha_{min}$ nu este posibilă decît funcționarea în regim de curent neîntrerupt.

Pentru $\alpha > \frac{\pi}{2}$ fenomenul de instabilitate descris mai sus nu mai apare și deci este posibil mersul în gol, la fel ca pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$. Acest lucru rezultă imediat din figura 3.7, *h* care corespunde unei situații de încărcare redusă la $\alpha \approx \frac{2\pi}{3}$.

Să abordăm acum problema familiei de caracteristici mecanice $\Omega = f(M)$ pentru $\alpha = \text{const}$ pe cale analitică. Volm presupune regim de curent întrerupt, $R \approx 0$ și $\Omega = \text{const}$. Ecuațiile de tensiuni în ipoteza $\beta > \pi$ vor fi următoarele:

$$L\frac{di'_A}{dt} + k_E\Phi_E\Omega = U_m \sin\omega t\,;\ \text{pentru}\ \ \omega t \in (\alpha,\ \pi)\,;$$

$$L\frac{di''_A}{dt} + k_E\Phi_E\Omega = 0\,;\ \text{pentru}\ \ \omega t \in (\pi,\ \beta),$$

în care i'_A și i''_A sînt curenții rotorici în intervalele (α, π) respectiv (π, β).

Prin integrare rezultă :

$$i'_A = -\frac{U_m}{\omega L}\cos\omega t - \frac{k_E\Phi_E\Omega}{\omega L}\omega t + C',\ \text{pentru}\ \ \omega t \in (\alpha,\ \pi)\,;$$

$$i''_A = -\frac{k_E\Phi_E\Omega}{\omega L}\omega t + C''\,;\ \text{pentru}\ \ \omega t \in (\pi,\ \beta).$$

Evident, $i_A = 0$ pentru restul intervalului, adică pentru $\omega t \in (\beta,\ \pi + \alpha)$, pînă la completarea unei perioade a curentului rotoric.

Constantele de integrare C' și C'' se obțin din condițiile :

$$i'_A(\alpha) = 0\,; \qquad i'_A(\pi) = i''_A(\pi).$$

rezultînd următoarele expresii :

$$i'_A = -\frac{U_m}{\omega L}(\cos\omega t - \cos\alpha) - \frac{k_E\Phi_E\Omega}{\omega L}(\omega t - \alpha)\,;\ \text{pentru}\ \ \omega t \in (\alpha,\ \pi)\,;$$

$$i''_A = -\frac{k_E\Phi_E\Omega}{\omega L}(\omega t - \alpha) + \frac{U_m}{\omega L}(1 + \cos\alpha)\,;\ \text{pentru}\ \ \omega t \in (\pi,\ \beta).$$

Adăugînd condiția $i''_A(\beta) = 0$, rezultă o relație importantă care ne furnizează t.c.e.m. $-E_0$ și implicit tensiunea medie U_A

$$-E_0 = k_E\Phi_E\Omega = U_A = U_m\frac{1 + \cos\alpha}{\beta - \alpha}.$$

În consecință, viteza unghiulară a motorului va fi :

$$\Omega = \frac{\pi}{2}\ \frac{1 + \cos\alpha}{\beta - \alpha}\,\Omega_0\,; \quad \text{cu}\ \ \Omega_0 = \frac{2}{\pi}\ \frac{U_m}{k_E\Phi_E}. \tag{3.6}$$

Să trecem acum la cuplul electromagnetic mediu M dezvoltat de motor ($M = k_E\Phi_E I_A$). Va trebui să se calculeze valoarea medie I_A a curentului rotoric pe o perioadă a pulsației sale (egală cu jumătate din perioada tensiunii sursei) :

$$I_A = \frac{1}{\pi}\int_\alpha^\beta i_A\,d(\omega t) = \frac{1}{\pi}\int_\alpha^\pi i'_A\,d(\omega t) + \frac{1}{\pi}\int_\pi^\beta i''_A\,d(\omega t).$$

După calcule elementare se găsește :

$$M = \left[\frac{1}{2}(\sin\alpha + \beta - \pi) + (\beta - \alpha)\frac{1 + \cos\alpha}{4}\right]M_0\,;\ \text{cu}\ \ M_0 = \frac{2}{\pi}\ \frac{k_E\Phi_E U_m}{\omega L}. \tag{3.7}$$

Expresiile (3.6) și (3.7) redau parametric, parametrul fiind β, porțiunea din caracteristica mecanică $\Omega = f(M)$ la $\alpha = \text{const}$ valabilă pentru regim de curent întrerupt cu $\beta > \pi$.

Cazul regimului de curent întrerupt cu $\beta < \pi$ este mai simplu, căci curentul rotoric i_A are o singură expresie pentru întreg intervalul (α, β) de conducție. Această expresie rezultă din ecuația de tensiuni pe acest interval,

$$L\frac{di_A}{dt} + k_E\Phi_E\Omega = U_m \sin \omega t.$$

Integrînd, cu condiția inițială $i_A(\alpha) = 0$, se obține

$$i_A = -\frac{U_m}{\omega L}(\cos \omega t - \cos \alpha) - \frac{k_E\Phi_E\Omega}{\omega L}(\omega t - \alpha); \text{ pentru } \omega t \in (\alpha, \beta).$$

Din condiția $i_A(\beta) = 0$, se găsește

$$-E_0 = k_E\Phi_E\Omega = U_A = U_m\frac{\cos \alpha - \cos \beta}{\beta - \alpha}; \tag{3.8}$$

$$\Omega = \frac{\pi}{2}\frac{\cos \alpha - \cos \beta}{\beta - \alpha}\Omega_0.$$

Calculînd valoarea medie pe o pulsație a curentului rotoric,

$$I_A = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\beta} i_A \, d(\omega t),$$

se poate calcula și cuplul electromagnetic $M = k_E\Phi_E I_A$, adică

$$M = \left[\frac{1}{2}(\sin \alpha - \sin \beta) + (\beta - \alpha)\frac{\cos \alpha - \cos \beta}{4}\right]M_0. \tag{3.9}$$

Expresiile (3.8) și (3.9) redau parametric restul caracteristicii mecanice la α considerat, pentru curent întrerupt și $\beta < \pi$.

Pentru $\alpha < \frac{\pi}{2}$, în regim de curent întrerupt, trebuie verificată îndeplinirea condiției de aprindere a tiristoarelor, adică a condiției $-E_0 \leqslant U_m \sin \alpha$, în momentul $\omega t = \alpha$ cînd se aplică puls de curent pe poartă. Deci parametrul β trebuie să îndeplinească condițiile:

$$\frac{1 + \cos \alpha}{\beta - \alpha} \leqslant \sin \alpha; \text{ pentru } \beta > \pi;$$

$$\frac{\cos \alpha - \cos \beta}{\beta - \alpha} \leqslant \sin \alpha; \text{ pentru } \beta < \pi.$$

La limita condiției de aprindere, unghiul β ia valoarea β_{min} (fig. 3.7, *e*) pentru care în inegalitățile de mai sus se ia semnul $=$:

$$\alpha + \operatorname{ctg}\frac{\alpha}{2} = \beta_{min}; \text{ dacă } \beta_{min} > \pi;$$

$$\cos \alpha + \alpha \sin \alpha = \beta_{min} \sin \alpha + \cos \beta_{min}; \text{ dacă } \beta_{min} < \pi.$$

Din calcule rezultă că $\beta_{min} < \pi$, pentru $\alpha > 46{,}45°$, fiind valabilă a doua relație. Pentru $\alpha < 46{,}45°$, $\beta_{min} > \pi$, fiind valabilă prima relație.

Mai mult, pe măsură ce α se micșorează sub $46{,}45°$ β_{min} crește și mai mult peste π, iar pentru o anumită valoare $\alpha = \alpha_{min}$ (fig. 3.7, *f*) β_{min} devine chiar egal cu $\pi + \alpha_{min}$, ceea ce în-

semnă că s-a ajuns la limita de regim de curent întrerupt, curentul devenind neîntrerupt. Acest α_{min} rezultă din prima relație, luînd $\alpha = \alpha_{min}$ și $\beta_{min} = \pi + \alpha_{min}$:

$$\operatorname{tg}\frac{\alpha_{min}}{2} = \frac{1}{\pi}.$$

Prin urmare, $\alpha_{min} = 35{,}38°$. Sub această valoare a unghiului α, regimul de curent întrerupt nu mai este posibil, rezultînd instabilitatea funcțională amintită mai înainte.

Pentru $\alpha < \alpha_{min} = 35{,}38°$ este posibil numai regimul de curent neîntrerupt. Pentru a se asigura acest regim cuplul rezistent la arborele motorului trebuie să depășească o anumită valoare M_{min} altminteri pulsul de curent va fi mai redus ca suprafață și durată și ar apărea pauze de curent, ceea ce la $\alpha < \alpha_{min}$ înseamnă ratarea aprinderii tiristorului și deci funcționare instabilă.

Pentru a găsi M_{min} pentru $\alpha < \alpha_{min}$ ne vom referi la figura 3.7, *g*, valabilă în această situație, evidențiind curent i_A pulsatoriu dar neîntrerupt.

Întocmai ca mai înainte în cazul $\beta > \pi$, curentul rotoric i_A va fi

$$i_A = \begin{cases} i'_A = -\dfrac{U_m}{\omega L}\cos\ \omega t - \dfrac{k_E\Phi_E\Omega}{\omega L}\omega t + C'\ ;\ \text{pentru } \omega t \in (\alpha, \pi)\ ; \\ \\ i''_A = -\dfrac{k_E\Phi_E\Omega}{\omega L}\omega t + C''\ ;\ \text{pentru } \omega t \in (\pi,\ \pi + \alpha). \end{cases}$$

Constantele C' și C'' rezultă din condițiile:

$$i'_A(\alpha) = I_{A\alpha};$$

$$i''_A(\pi) = i'_A(\pi).$$

$I_{A\alpha}$ fiind valoarea curentului i_A în momentul $\omega t = \alpha$ (spre deosebire de analiza precedentă, cînd în regim de curent întrerupt, la $\omega t = \alpha$, $i_A = 0$).

Se obține astfel:

$$i_A = \begin{cases} i'_A = I_{A\alpha} - \dfrac{U_m}{\omega L}(\cos\ \omega t - \cos\ \alpha) - \dfrac{k_E\Phi_L\Omega}{\omega L}(\omega t - \alpha)\ ;\ \text{pentru } \omega t \in (\alpha,\ \pi)\ ; \\ \\ i''_A = I_{A\alpha} + \dfrac{U_m}{\omega L}(1 + \cos\alpha) - \dfrac{k_E\Phi_E\Omega}{\omega L}(\omega t - \alpha)\ ;\ \text{pentru } \omega t \in (\pi,\ \pi + \alpha). \end{cases}$$

Pe de altă parte, regimul considerat fiind permanent, la momentul $\omega t = \pi + \alpha$, se regăsește pentru i_A aceeași valoare ca la momentul $\omega t = \alpha$. Deci,

$$i''_A(\pi + \alpha) = i'_A(\alpha),$$

de unde rezultă:

$$-E_0 = k_E\Phi_E\Omega = U_A = U_m\frac{1 + \cos\alpha}{\pi}; \tag{3.10}$$

$$\Omega = \frac{1 + \cos\alpha}{2}\Omega_0. \tag{3.11}$$

Se calculează apoi valoarea medie a curentului rotoric:

$$I_A = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} i'_A\mathrm{d}(\omega t) + \frac{1}{\pi}\int_{\pi}^{\pi+\alpha} i''_A\mathrm{d}(\omega t) = \frac{1}{\pi}\left\{\pi I_{A\alpha} + \frac{U_m}{\omega L}\left[\alpha + \sin\alpha - \frac{\pi}{2}(1 - \cos\alpha)\right]\right\} = \frac{M}{k_E\Phi_E}.$$

Pe această bază se obține expresia cuplului electromagnetic mediu dezvoltat de motor:

$$M = k_E \Phi_E I_{A\alpha} + \frac{2}{\pi} \frac{k_E \Phi_E U_m}{\omega L} \left[\frac{1}{2} (\alpha + \sin \alpha) - \frac{\pi}{4} (1 - \cos\alpha) \right]. \qquad (3.12)$$

Există deci o legătură între $I_{A\alpha}$ și cuplul mediu M.

Dacă cuplul M scade și atinge o anumită valoare M_{min}, atunci curentul rotoric i_A atinge valoarea 0 undeva în intervalul $(\alpha, \pi + \alpha)$ de conducție, ceea ce înseamnă că s-a ajuns iar la limita de curent neîntrerupt. Dacă $M < M_{min}$, există din nou pauză de curent, ceea ce ar conduce la instabilitatea funcțională.

În variația sa pulsatorie (fig. 3.7, *g*), i_A atinge valoarea minimă la momentul $\omega t = \alpha_0$, deoarece în acest moment $-E_0 = u = U_m \sin \alpha_0$ și din ecuația funcțională de tensiuni,

$$L \frac{di_A}{dt} = E_0 + U_m \sin \alpha_0 = 0,$$

rezultă că $\frac{di_A}{dt} = 0$, adică i_A este minim (maximul lui i_A se atinge la momentul $\omega t = \pi - \alpha_0$, cînd din nou $\frac{di_A}{dt} = 0$). Valoarea α_0 este dată deci de relația

$$-E_0 = U_m \frac{1 + \cos \alpha}{\pi} = U_m \sin \alpha_0,$$

deci

$$\alpha_0 = \text{arc sin} \frac{1 + \cos \alpha}{\pi}. \qquad (3.13)$$

Punînd condiția $i_A(\alpha_0) = 0$, rezultă valoarea particulară $I_{A\alpha}$ și — pe baza expresiei (3.12) — valoarea cuplului minim M_{min}. Deci,

$$i'_A(\alpha_0) = I_{A\alpha} - \frac{U_m}{\omega L} (\cos \alpha_0 - \cos \alpha) - \frac{k_E \Phi_E \Omega}{\omega L} (\alpha_0 - \alpha) = 0$$

și în consecință

$$M_{min} = \left\{ \frac{\pi}{2} \left[\cos \alpha_0 + \left(\alpha_0 - \alpha - \frac{\pi}{2} \right) \sin \alpha_0 + \frac{1}{2} (\alpha + \sin \alpha) \right] \right\} M_0. \qquad (3.14)$$

Cu ajutorul expresiilor (3.13) și (3.14) se obține numeric:

α	0°	10°	20°	30°	35,38°
M_{min}/M_0	0,330	0,338	0,364	0,422	0,452
Ω/Ω_0	1,000	0,992	0,970	0,933	0,908

În figura 3.8 se redă familia de caracteristici mecanice ale motorului cu excitație independentă constantă comandat printr-o punte semicomandată. *Mașina poate funcționa numai în primul cadran* al planului (Ω, M), adică în cel de motor de un anumit sens de rotație. Figura evidențiază zonele: *regim de curent întrerupt*; de *regim de curent neîntrerupt*; de *funcționare imposibilă*. Ambalarea puternică a motorului în zona de curent întrerupt la sarcini reduse este evidentă. Tot așa de evidentă este și posibilitatea reglării vitezei la cuplu de sarcină dat prin modificarea unghiului α.

În regimul de curent neîntrerupt, tensiunea medie rezultă din relația (3.10)

$$U_A = U_m \frac{1 + \cos \alpha}{\pi},$$

și se poate găsi cu ușurință o expresie analitică a caracteristicii mecanice. Într-adevăr, din relația între valori medii

$$U_A = U_m \frac{1 + \cos \alpha}{\pi} = RI_A + k_E \Phi_E \Omega = R \frac{M}{k_E \Phi_E} = k_E \Phi_E \Omega$$

rezultă

$$\Omega = \frac{U_m(1 + \cos \alpha)}{\pi k_E \Phi_E} - \frac{RM}{k_E^2 \Phi_E^2}, \tag{3.15}$$

adică o dreaptă (pentru $\alpha = \text{const}$) cu o pantă relativ redusă, evidențiind o ușoară cădere de viteză proporțională cu cuplul dezvoltat. Dacă se neglijează rezistența R, așa cum s-a făcut mai înainte, rezultă caracteristici rigide, ca în figura 3.8.

Reducerea zonei de curent întrerupt, în care caracteristica mecanică este foarte elastică, provocînd serioase complicații în cazul automatizării sistemului de acționare, se poate face prin mărirea inductivității L a circuitului de sarcină (mai exact a bobinei de netezire L_b). În acest caz mărimea de referință $M_0 = \frac{2}{\pi} \frac{k_E \Phi_E U_M}{\omega L}$ se reduce și o dată cu ea și aria zonei de curent întrerupt. Se mai adaugă că această mărime se poate exprima în funcție de tensiunea medie U_{A0} în cazul $\alpha = 0$ (punte completă cu diode). Cum $U_{A0} = \frac{2}{\pi} U_M$, rezultă $M_0 = \frac{k_E \Phi_E U_{A0}}{\omega L}$.

Observația 1. Puntea discutată mai sus poate fi prevăzută numai cu tiristoare, în care caz ea se numește *punte monofazată complet comandată*. Aprinderea tiristoarelor de pe 2 laturi opuse ale punții se realizează simultan. Variația tensiunii u_A la bornele sarcinii diferă de cea din cazul punții semicomandate, prin faptul că pe durata de conducție (α, β), u_A urmărește tensiunea u a sursei totdeauna, nemaiputînd exista subintervale în care $u_A = 0$. Această punte complet comandată va fi analizată ulterior, ca un caz particular al altor convertoare complet comandate.

Observația 2. O variantă a schemei precedente este cea prezentată în figura 3.9, cunoscută sub numele de *schema Gaudet*. Ea utilizează patru diode conectate în punte, astfel încît tensiunea

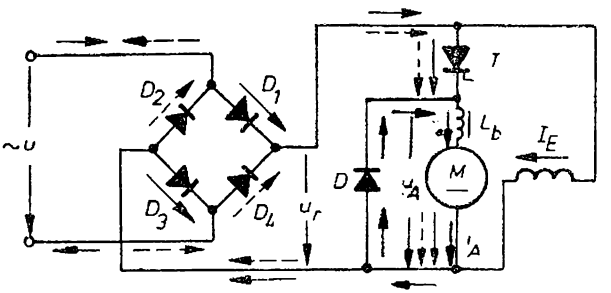


Fig. 3.9

de la ieşirea punţii u_r este permanent pozitivă (sinusoidală redresată), un tiristor care primeşte impuls de aprindere de două ori într-o perioadă (folosirea unui singur tiristor constituie avantajul esenţial al schemei) şi o diodă D pentru prelungirea curentului i_A. Deoarece $u_r > 0$ permanent, tiristorul T nu este solicitat niciodată la o tensiune de sens invers celei pentru care poate intra în conducţie. În felul acesta tiristorul este protejat la străpungere şi poate fi ales în mod corespunzător.

3.2. Convertoare trifazate

3.2.1. Convertor trifazat cu redresarea unei singure alternanţe cu funcţionare în două cadrane

La puteri mai mari de 4—5 kW, instalaţia monofazată nu mai dă satisfacţie şi se apelează la cele trifazate. În cele ce urmează vom prezenta o instalaţie pentru redresarea unei singure alternanţe, care apelează la numai trei tiristoare. Ea nu este cea mai indicată din punct de vedere energetic sau sub aspectul eficienţei utilizării transformatorului trifazat, necesar în cele mai multe cazuri pentru a se putea utiliza motoare de curent continuu de tensiuni standardizate (110, 220, 440 V), tensiunea reţelei de alimentare fiind şi ea la valorile standard (127/220/380 V). În schimb această instalaţie fiind mai simplă permite înţelegerea mai uşoară a fenomenelor, îndeosebi a regimului de *invertor*, despre care nu s-a vorbit anterior.

În figura 3.10, *a* se prezintă schema electrică de principiu. Printr-un transformator triunghi-stea se alimentează instalaţia de redresare formată din trei tiristoare T_a, T_b, T_c legate în stea. Între nulul stelei tiristoarelor şi nulul înfăşurărilor secundare ale transformatorului se conectează înfăşurarea rotorică a motorului cu excitaţie independentă constantă. În serie cu înfăşurarea rotorică se leagă de obicei o bobină L_b de inducţie, pentru a mări inerţia magnetică a circuitului rotoric şi a face ca i_A să fie practic constant la valoarea I_A, ceea ce se va presupune în cele ce urmează. Pentru a fixa ideile se admite că motorul este utilizat într-o instalaţie de ridicat, antrenînd un tambur pe care se înfăşoară cablul de ridicare sau de coborîre a unei greutăţi G.

În figura 3.10, *a* s-au reprezentat şi tensiunile secundare de fază u_a, u_b, u_c, presupuse a forma un sistem trifazat simetric, echilibrat. Tiristoarele primesc succesiv impulsuri de aprindere la intervale regulate de $2\pi/3$, în succesiunea T_a, T_b, T_c. unghiul de întîrziere a fiecărui tiristor se ia acelaşi şi poate varia teoretic în limitele 0°—180°. Unghiul α al unui tiristor oarecare se ia nul pentru momentul cînd tensiunea de fază respectivă devine mai mare decît cele ale celorlalte două faze. De exemplu, în figură este arătat momentul $\alpha = 0$ pentru tiristorul T_a, cînd valoarea instantanee a tensiunii u_a devine mai mare decît u_b şi respectiv u_c.

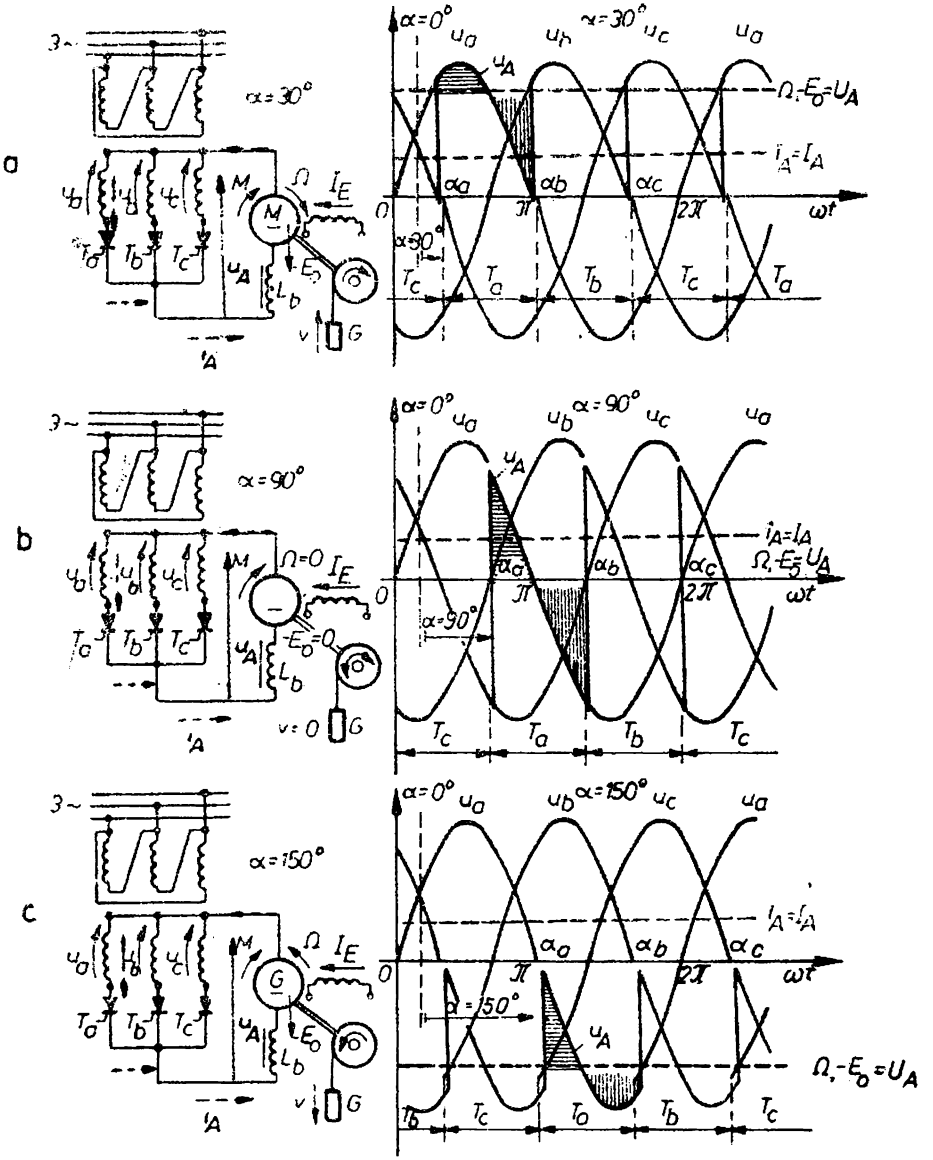

a
b
c
3~
α=30°
α=90°
α=150°
α=0°
α=30°
α=90°
α=150°
Ω=0
I_E
E_0
$E_0=0$
L_b
u_A
u_a
u_b
u_c
T_a
T_b
T_c
$\Omega, -E_0=U_A$
$i_A=I_A$
α_a
α_b
α_c
π
2π
ωt
0
v
G
M
i_A

Fig. 3.10

Să analizăm funcționarea în regim de curent neîntrerupt a grupului de tiristoare și a mașinii electrice pentru diferite valori ale întîrzierii α, fie acestea $\alpha = 30°$, $90°$, $150°$, pentru care sînt valabile respectiv figurile 3.10, *a*, *b*, *c*.

În primul caz, cînd $\alpha = 30°$, în figura 3.10, *a* se arată momentele α_a, α_b, α_c cînd se aprind tiristoarele T_a, T_b, T_c, fiecare dintre acestea conducînd curentul $i_A = I_A$ pe intervale unghiulare de $2\pi/3$. Cînd conduce tiristorul T_a, tensiunea u_A la bornele mașinii electrice este egală cu u_a, apoi cînd conduce T_b se obține $u_A = u_b$, iar cînd conduce T_c, $u_A = u_c$. În figură variația în timp a tensiunii u_A este indicată cu linie plină roșie, curentul fiind indicat în schemă prin săgeată întreruptă (cînd conduce T_a) și respectiv linie întreruptă roșie. Tensiunea medie la bornele mașinii este U_A și are același semn pozitiv ca și curentul $i_A = I_A$, ceea ce corespunde absorbirii unei puteri electrice; mașina electrică funcționează în regim de motor, dezvoltînd un cuplu electromagnetic M și o viteză unghiulară Ω de sensuri care corespund ridicării greutății G. Instalația de tiristoare funcționează ca *redresor*. Presupunînd pentru simplificarea problemelor, $R \approx 0$ și $\Omega = \text{const}$, rezultă că tensiunea medie U_A trebuie să fie egală cu tensiunea contraelectromotoare $-E_0$. Condiția ariilor egale ale curbelor $u_A = f(\omega t)$ și $-E_0 = U_A$ pe intervalul de timp cît conduce un tiristor este evidențiată prin hașuri în figură pentru cazul cînd conduce T_a.

Să presupunem acum că mărim întîrzierea la aprindere pînă la $\alpha = 90°$ (fig. 3.10, *b*). Se observă imediat că în această situație tensiunea u_A la bornele mașinii electrice are o valoare medie nulă, $U_A = -E_0 = 0$, nulă fiind și tensiunea electromotoare, ceea ce înseamnă că viteza Ω a motorului devine zero. Greutatea G stă pe loc. Curentul rotoric este același ca mai înainte, mașina dezvoltînd în continuare același cuplu electromagnetic M de același sens, care egalează cuplul rezistent al sarcinii. Puterea mecanică dezvoltată de mașină este nulă (căci $\Omega = 0$). Mașina electrică este la limita de funcționare în regim de motor: dezvoltă cuplu, dar viteza sa unghiulară a devenit nulă.

Să mărim acum și mai mult întîrzierea la aprindere α a tiristorului. Fie $\alpha = 150°$, caz pentru care este valabilă figura 3.10, *c*. Tensiunea u_A la bornele mașinii electrice are acum o valoare medie U_A negativă, deci și tensiunea contraelectromotoare $-E_0$ trebuie să aibă o valoare negativă, ceea ce se poate întîmpla numai dacă viteza Ω a mașinii schimbă de sens în comparație cu cazul $\alpha = 30°$. Mașina continuă să fie străbătută de curentul i_A în același sens ca mai înainte, sens care coincide acum cu sensul tensiunii electromotoare E_0. Cuplul electromagnetic este la fel ca în situațiile anterioare, fiind acum un cuplu rezistent, ținînd seama de sensul inversat al vitezei unghiulare. Cuplul activ este acum cel dat de sarcină, de greutatea G, care evident coboară. Analizînd transformările energetice din mașina electrică, constatăm că ea funcționează acum în regim de generator. Mașina primește putere mecanică pe la arbore, pe seama scăderii în timp a energiei potențiale a greutății G în cîmpul gravitațional terestru, și transformă această putere mecanică în putere electrică, pe care o cedează prin intermediul tiristoarelor și al transformatorului rețelei trifazate de curent alternativ. Ușor se vede că puterea $U_A I_A$ schimbată de mașină și instalația de tiristoare a inversat de

semn față de cazul cînd $\alpha = 30°$ (I_A a rămas pozitiv, U_A a devenit negativ). În acest regim instalația de tiristoare nu mai funcționează ca un redresor, transformînd energia de curent alternativ trifazat în energie de curent continuu, ci în regimul exact invers. Un asemenea regim este cunoscut, după cum am văzut, sub denumirea de regim de *invertor*. Așadar, pentru $\alpha > 90°$ mașina electrică funcționează în regim de generator, iar instalația de tiristoare ca invertor. Acest regim este deosebit de important în practică, aceeași mașină electrică putînd fi folosită fie ca motor, fie ca generator pentru frînarea cu recuperarea energiei, după valoarea întîrzierii α la aprinderea tiristoarelor.

În ceea ce privește caracteristicile mecanice ale sistemului convertor-motor, fenomenele de bază sînt comune cu cele prezentate la puntea monofazată semicomandată, cu excepția regimului de invertor care nu era posibil la o astfel de punte și cu observația că de data aceasta tensiunea u_A la bornele sarcinii nu mai poate avea intervale de valoare nulă (nu există diode de scurtcircuitare a sarcinii și de prelungire a conducției curentului i_A pe seama energiei localizată în cîmpul magnetic al sarcinii).

Vom trece direct la abordarea problemei pe cale analitică, chiar sub un aspect mai general, care ne permite a deduce relații valabile și pentru alte tipuri de convertoare. Vom considera că tipul de convertor produce la ieșire o tensiune u_A cu m pulsuri pe o perioadă a tensiunii sursei. Dacă $m = 3$, atunci avem a face chiar cu convertorul din figura 3.10. Dacă $m = 2$, convertorul este punte monofazată complet comandată. În cazul $m = 6$, vom avea rezultate și pentru convertorul punte trifazată complet comandată, studiată ceva mai departe.

În figura 3.11, *a* se redă situația din cazul unui regim de curent întrerupt. Originea de unghi se ia în punctul *O*, cînd tensiunea de pe prima fază a sursei devine mai mare decît celelalte tensiuni de fază și de cînd începe să se conteze unghiul de întîrziere la aprindere a tiristorului de pe faza respectivă. În figură s-a considerat o întîrziere oarecare $\alpha > \alpha_{min}$ (α_{min} este, ca și la puntea monofazată, cel mai mic unghi începînd cu care în jos nu mai este posibil decît regimul de curent neîntrerupt). Pulsul de curent de sarcină i_A începe în momentul $\omega t = \alpha$

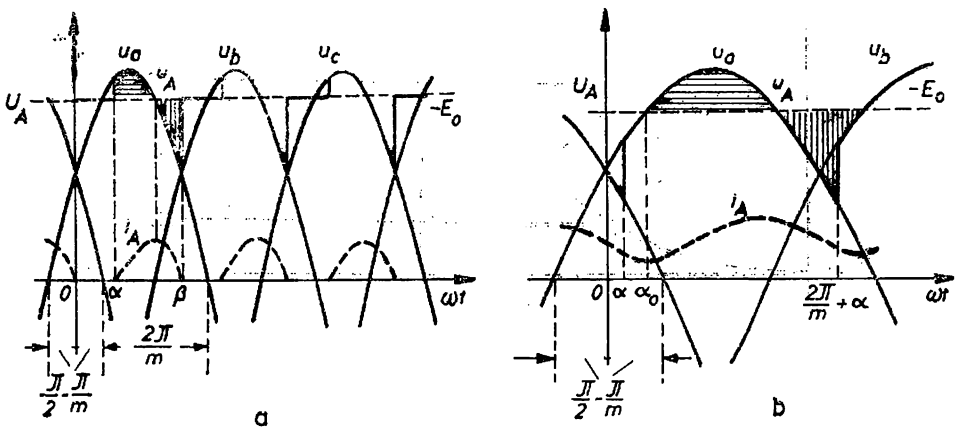


Fig. 3.11

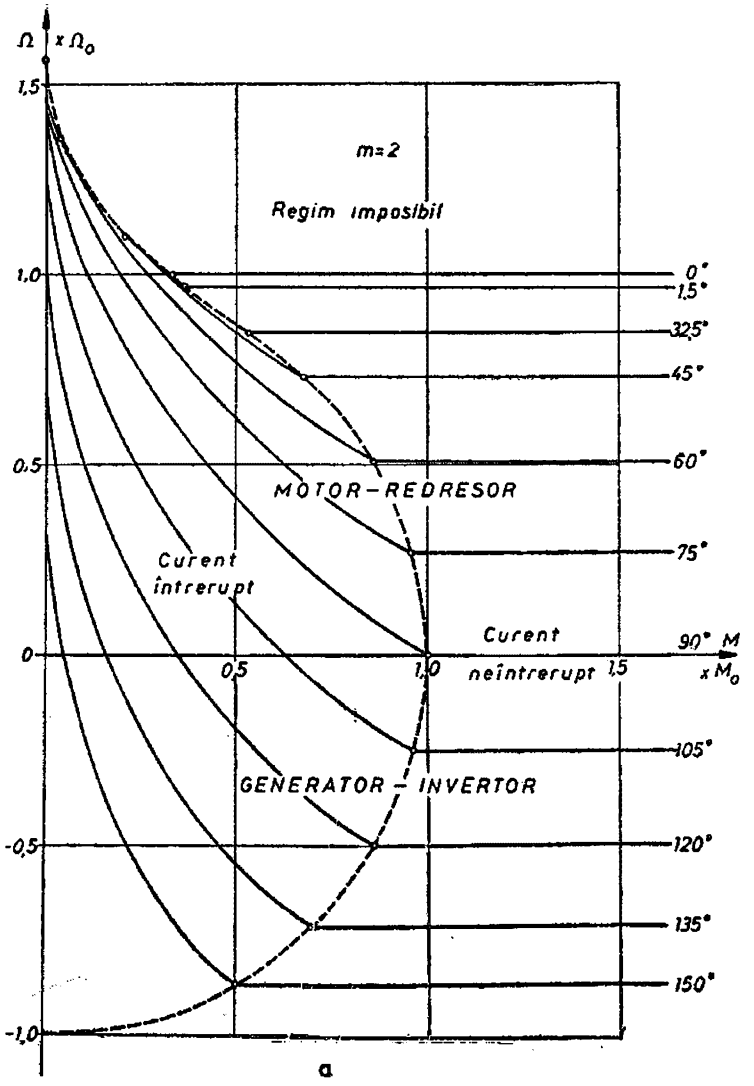

Ω x Ω0
1,5
1,0
0,5
0
-0,5
-1,0
m=2
Regim imposibil
0°
1,5°
32,5°
45°
60°
75°
90°
105°
120°
135°
150°
MOTOR-REDRESOR
GENERATOR - INVERTOR
Curent intrerupt
Curent neintrerupt
0,5
1,0
1,5
M
x M0
a

Fig. 3.12, *a*

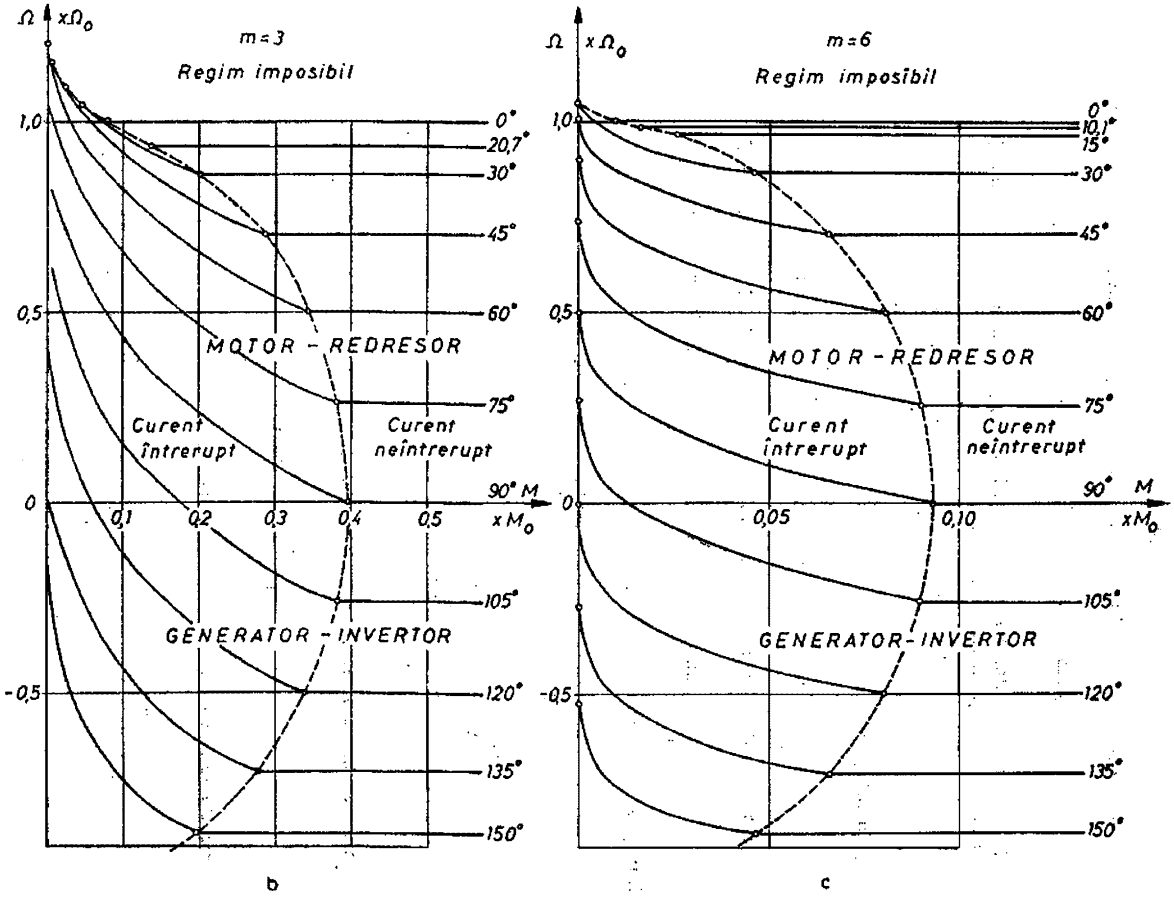

Ω xΩ0
m=3
Regim imposibil
1,0
0,5
0
-0,5
0°
20,7°
30°
45°
60°
75°
105°
120°
135°
150°
MOTOR - REDRESOR
Curent întrerupt
Curent neîntrerupt
90° M
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
xM0
GENERATOR - INVERTOR
b
Ω xΩ0
m=6
Regim imposibil
1,0
0,5
0
-0,5
0°
10,1°
15°
30°
45°
60°
75°
105°
120°
135°
150°
MOTOR - REDRESOR
Curent întrerupt
Curent neîntrerupt
90° M
0,05
0,10
xM0
GENERATOR - INVERTOR
c

Fig. 3.12, b, c

și devine zero în momentul $\omega t = \beta < \frac{2\pi}{m}$ $\left(\frac{2\pi}{m}\right.$ este perioada pulsurilor de curent sau ale tensiunii $\left.u_A\right)$.

Tensiunea fazei care preia conducția curentului i_A este o sinusoidă în avans cu $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$ față de originea O și, dacă U_m este amplitudinea ei, ecuația de tensiuni pe durata (α, β) va fi:

$$U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right) = Ri_A + L\frac{di_A}{dt} + k_E\Phi_E\Omega.$$

Neglijînd căderea ohmică Ri_A (ca și mai înainte) și considerînd neglijabile pulsațiile vitezei unghiulare Ω în regim permanent, rezultă:

$$\frac{di_A}{d(\omega t)} = \frac{U_m}{\omega L}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - \frac{k_E\Phi_E\Omega}{\omega L},$$

iar apoi prin integrare:

$$i_A = \frac{U_m}{\omega L}\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - \frac{k_E\Phi_E\Omega}{\omega L}\omega t + C.$$

Din condiția $i_A(\alpha) = 0$ rezultă constanta de integrare și prin urmare se obține:

$$i_A = \frac{U_m}{\omega L}\left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)\right] - \frac{k_E\Phi_E\Omega}{\omega L}(\omega t - \alpha).$$

Dar $i_A(\beta) = 0$, rezultînd atît t.c.e.m. $-E_0$ cît și viteza Ω:

$$-E_0 = k_E\Phi_E\Omega = U_A = \frac{\sin\left(\beta - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)}{\beta - \alpha} U_m;$$

$$\Omega = \frac{\pi\left[\sin\left(\beta - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)\right]}{m(\beta - \alpha)\sin\frac{\pi}{m}}\Omega_0; \text{ cu } \Omega_0 = \frac{m}{\pi}\frac{U_m}{k_E\Phi_E}\sin\frac{\pi}{m}. \qquad (3.16)$$

Se calculează acum valoarea medie a curentului i_A,

$$I_A = \frac{m}{2}\int_\alpha^\beta i_A\, d(\omega t) = \frac{M}{k_E\Phi_E},$$

de unde rezultă expresia cuplului mediu M dezvoltat de motor:

$$M = \frac{\sin\left(\frac{\alpha+\beta}{2} - \frac{\pi}{m}\right)}{\sin\frac{\pi}{m}}\left[\sin\frac{\beta-\alpha}{2} - \frac{\beta-\alpha}{2}\cos\frac{\beta-\alpha}{2}\right]M_0, \qquad (3.17)$$

$$\text{cu } M_0 = \frac{m}{\pi}\frac{k_E\Phi_E U_m}{\omega L}\sin\frac{\pi}{m}.$$

Expresiile (3.16) și (3.17) redau porțiunea din caracteristica mecanică pentru α considerat (fig. 3.12, *b*) corespunzătoare regimului de curent întrerupt în funcție de parametrul β, evidențiind ambalarea puternică a motorului la sarcini reduse.

La limita de curent întrerupt, cînd $\beta = \frac{2\pi}{m} + \alpha$, se obține:

$$U_A = \frac{m}{\pi} U_m \sin\frac{\pi}{m} \cos\alpha = U_{A0} \cos\alpha, \tag{3.18}$$

în care: $$U_{A0} = \frac{m}{\pi} U_m \sin\frac{\pi}{m},$$

reprezintă tensiunea medie la bornele sarcinii în ipoteza unui curent neîntrerupt și $\alpha = 0$ (convertorul are diode în loc de tiristoare);

$$\Omega = \Omega_0 \cos\alpha \text{ ; cu } \Omega_0 = \frac{m}{\pi} \frac{U_m}{k_E \Phi_E} \sin\frac{\pi}{m} = \frac{U_{A0}}{k_E \Phi_E};$$

$$M = \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg}\frac{\pi}{m}\right) M_0 \sin\alpha \text{ ; cu } M_0 = \frac{m}{\pi} \frac{k_E \Phi_E U_m}{\omega L} \sin\frac{\pi}{m} = \frac{k_E \Phi_E U_{A0}}{\omega L}.$$

Eliminînd α între Ω și M se găsește ecuația unei elipse

$$\left(\frac{\Omega}{\Omega_0}\right)^2 + \left[\frac{M}{\left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg}\frac{\pi}{m}\right) M_0}\right]^2 = 1$$

care exprimă analitic granița dintre zona de curent întrerupt și zona de curent neîntrerupt din planul Ω, M (fig. 3.12, *b*).

Condiția de aprindere a tiristoarelor în regim de curent întrerupt, $-E_0 \leqslant U_m \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right)$, conduce la limită (cînd se ia semnul =) la stabilirea mărimii β_{min}, la care pentru α dat rezultă încă regim stabil de curent întrerupt:

$$\alpha \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) = \beta_{min} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\beta_{min} - \frac{\pi}{m}\right).$$

Există și un unghi α minim, notat α_{min}, la care $\beta_{min} = \frac{2}{m} + \alpha_{min}$, adică numai regim de curent neîntrerupt; α_{min} rezultă din egalitatea precedentă și este dat de ecuația:

$$\operatorname{tg}\alpha_{min} = \frac{m}{\pi} - \operatorname{ctg}\frac{\pi}{m}.$$

Dacă $\alpha < \alpha_{min}$, nu este posibil decît regim de curent neîntrerupt și acesta numai dacă $M \geqslant M_{min}$. Pentru a găsi expresia lui M_{min} ne referim la figura 3.11, *b*, care redă situația pentru $\alpha < \alpha_{min}$ la regim de curent neîntrerupt. În mod analog ca mai înainte:

$$i_A = \frac{U_m}{\omega L} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - \frac{k_E \Phi_E \Omega}{\omega L} \omega t + C.$$

Constanta de integrare C rezultă din condiția $i_A(\alpha) = I_A$ și deci:

$$i_A = \frac{U_m}{\omega L}\left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)\right] - \frac{k_E \Phi_E \Omega}{\omega L}(\omega t - \alpha) + I_A.$$

Din condiția $i_A\left(\frac{2\pi}{m}+\alpha\right)=I_{A\alpha}$, rezultă:

$$-E_0=k_E\Phi_E\Omega=U_A=\frac{m}{\pi}U_m\sin\frac{\pi}{m}\cos\alpha=U_{A0}\cos\alpha; \tag{3.19}$$

$$\Omega=\Omega_0\cos\alpha.$$

Valoarea medie I_A a curentului i_A,

$$I_A=\frac{m}{2\pi}\int_{\alpha}^{\frac{2\pi}{m}+\alpha} i_A\,d(\omega t)=\frac{M}{k_E\Phi_E},$$

permite deducerea relației dintre $I_{A\alpha}$ și cuplul mediu M:

$$M=k_E\Phi_E I_{A\alpha}+\frac{m}{\pi}\frac{k_E\Phi_E U_m}{\omega L}\sin\frac{\pi}{m}\left(1-\frac{\pi}{m}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{m}\right)\sin\alpha.$$

O dată stabilite aceste expresii, să stabilim momentul în care curentul neîntrerupt i_A atinge un minimum. Conform figurii 3.11, *b*, la $\omega t=\alpha_0$, $-E_0=k_E\Phi_E\Omega=U_m\sin\left(\alpha_0+\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{m}\right)$, ceea ce înseamnă $L\frac{di_A}{dt}=0$, adică i_A la minimum. Momentul α_0 rezultă deci din relația:

$$\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cos\alpha=\sin\left(\alpha_0+\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{m}\right).$$

Dacă $i_A(\alpha_0)=0$, se obține limita de curent neîntrerupt, cînd $I_{A\alpha}=I_A$ și $M=M_{min}$. Deci,

$$M_{min}=M_0\left[(\alpha_0-\alpha)\cos\alpha-\frac{\sin\left(\alpha_0-\frac{\pi}{m}\right)-\sin\left(\alpha-\frac{\pi}{m}\right)}{\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}}+\frac{\pi}{m}\operatorname{tg}\alpha_{min}\sin\alpha\right].$$

În figura 3.12, *b* s-au reprodus caracteristicile mecanice ale convertorului trifazat monoalternanță ($m=3$) cu funcționare în două cadrane ale planului (Ω, M), pentru diferite valori ale unghiului α. În primul cadran se obține regimul de redresor-motor, iar în cadranul al patrulea (în sens trigonometric) se realizează regimul invertor-generator. Totodată s-au precizat zonele de curent întrerupt și de curent neîntrerupt și s-a pus în evidență elipsa care delimitează cele două zone. La valori ale unghiului α mai mici de $\alpha_{min}=20{,}68°$ nu este posibilă funcționarea în curent întrerupt.

Pentru regimul de curent neîntrerupt, tensiunea medie în cazul studiat cînd $m=3$ este dată de expresia (3.19):

$$U_A=U_{A0}\cos\alpha;\ \text{cu}\ U_{A0}=\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}U_m. \tag{3.20}$$

Prin urmare, în regim de curent neîntrerupt tensiunea medie U_A variază proporțional cu $\cos\alpha$. Pentru $\alpha \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right)$, $U_A > 0$ și mașina electrică este în regim de motor, iar convertorul este redresor. Pentru $\alpha \in \left(\frac{\pi}{2}, \pi\right)$, $U_A < 0$ și se obține regimul de generator, respectiv de invertor.

Procedînd la fel ca în cazul deducerii formulei (3.14), se poate găsi următoarea expresie analitică a caracteristicii mecanice pentru curent neîntrerupt și $R \neq 0$:

$$\Omega = \frac{U_{A0}\cos\alpha}{k_E\Phi_E} - \frac{RM}{k_E^2\Phi_E^2}.$$

Trecerea de la o tensiune medie la alta se poate face lin, ca în figura 3.13, *a* cînd se trece de la $\alpha = 0°$ la $\alpha = 90°$ prin variația continuă a lui α sau ca în figura 3.13, *c*, cînd α variază treptat de la 30° la 150°. Este posibilă și variația

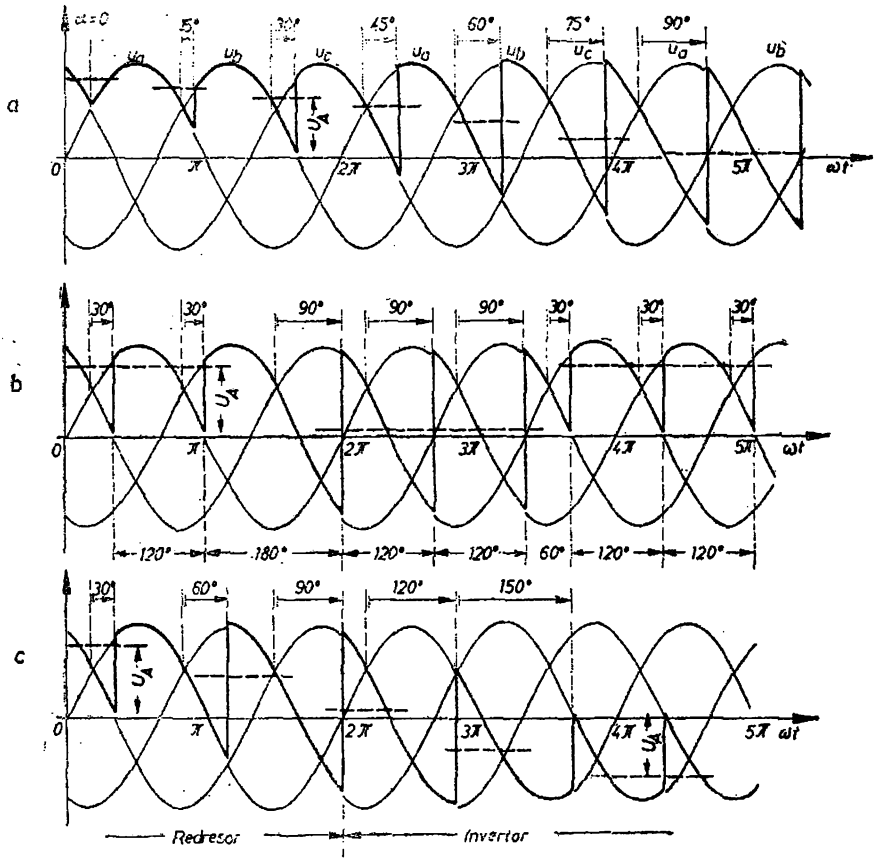


Fig. 3.13

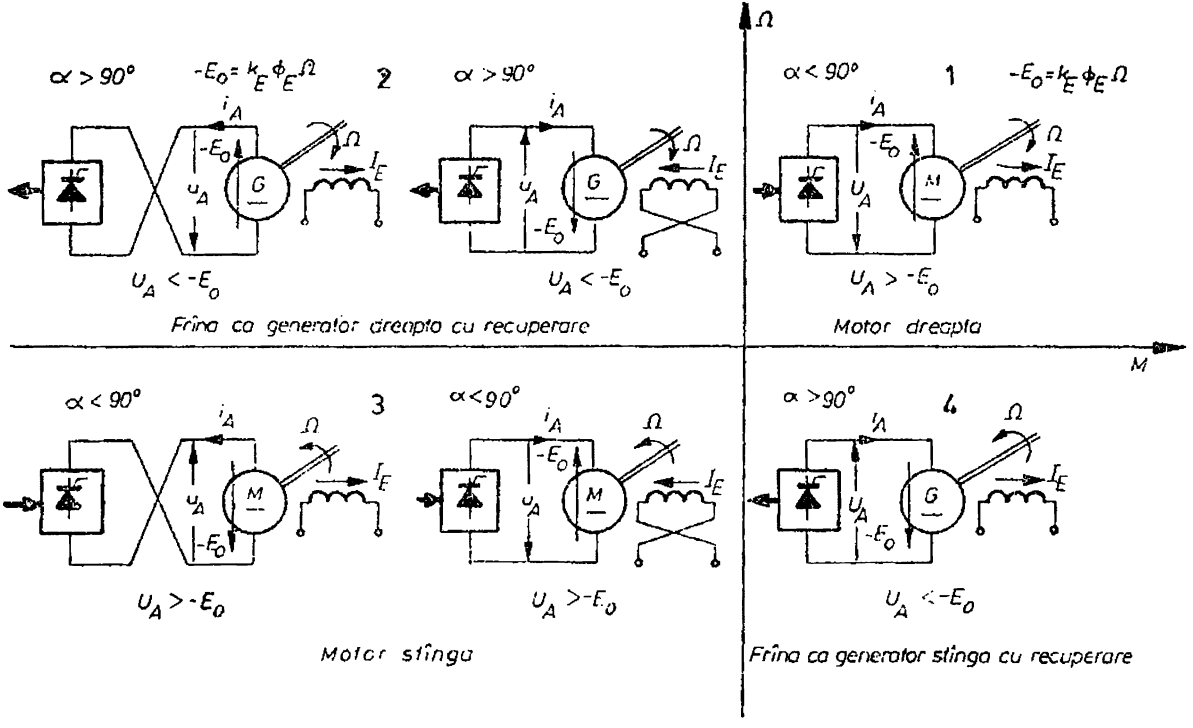

Ω
M
α > 90°
$-E_0 = k_E \Phi_E \Omega$
2
i_A
$-E_0$
u_A
G
Ω
I_E
$U_A < -E_0$
Frîna ca generator dreapta cu recuperare
α < 90°
1
$U_A > -E_0$
Motor dreapta
α < 90°
3
M
$U_A > -E_0$
Motor stînga
α > 90°
4
$U_A < -E_0$
Frîna ca generator stînga cu recuperare

Fig. 3.14

bruscă a unghiului α, ca în figura 3.13, *b*, cînd trece de la 30° la 90° și apoi înapoi la 30°, conducția unor tiristoare fiind în acest caz sensibil mai mare sau mai mică decît 120°.

Observația 1. Caracteristicile mecanice pentru puntea monofazată complet comandată (cu 4 tiristoare) rezultă din calculele precedente luînd $m = 2$. Se obține astfel familia din figura 3.12, *a*. Și puntea monofazată complet comandată poate funcționa în două cadrane. De remarcat că la aceeași tensiune U_{A0} și aceeași inductivitate L (deci același cuplu M_0 de referință) aria zonei de curent întrerupt este mult mai mare la puntea monofazată complet comandată decît la convertorul trifazat monoalternanță, ceea ce evidențiază avantajul utilizării ultimului convertor.

3.2.2. Convertor trifazat cu redresarea unei singure alternanțe, cu funcționare în patru cadrane

În cele prezentate mai înainte s-a presupus că instalația trifazată de tiristoare este folosită împreună cu mașina electrică de curent continuu cu excitație independentă pentru acționarea unei instalații de ridicat. Regimul de invertor-generator se obținea prin inversarea sensului de rotație și cu condiția $\alpha > 90°$ (fig. 3.14, cadranele *1* și *4*). În acționările cu viteză unghiulară ireversibilă ca sens este posibil regimul de invertor-generator numai prin schimbarea legăturilor fie pe partea înfășurării de excitație, fie pe cea a înfășurării rotorice cu ajutorul unor contactoare (fig. 3.14, cadranele *1* și *2* sau *3* și *4*). Mașina electrică va avea regim de generator, fiind folosită ca frînă cu transformarea energiei cinetice a corpurilor în rotație în energie electrică, recuperată practic integral de rețea. Totuși, funcționarea în cele patru cadrane ale planului (Ω, M) cu ajutorul contactoarelor de inversare a legăturilor este dificilă, deoarece necesită o pauză de circa 0,1—0,2 s pentru inversare pe partea rotorică și de 0,5—2,5 s pentru inversarea pe partea de excitație.

În unele acționări electrice cum ar fi laminoarele reversibile, se cere ca mașina electrică să funcționeze în toate cele patru cadrane ale planului (Ω, M), cu alte cuvinte, mașina trebuie să fie motor pentru ambele sensuri de rotație, și să poată fi utilizată ca frînă în regim de generator cu recuperarea energiei, de asemenea, pentru cele două sensuri ale vitezei unghiulare, fără contactoare de inversare a legăturilor pe partea rotorică sau de excitație.

O instalație care răspunde acestei cerințe și nu utilizează contactoare este prezentată principial în figura 3.15. Ea consistă din două instalații trifazate identice cu redresarea unei singure alternanțe, de tipul celei descrise mai înainte (fig. 3.10), conectate în paralel în opoziție sau antiparalel pe bornele înfășurării rotorice ale mașinii electrice. Nulurile înfășurărilor secundare ale celor două transformatoare T_1 și T_2 (ca și nulurile grupurilor *1* și *2* de tiristoare) sînt legate respectiv la cîte o bornă a înfășurării rotorice.

Fie u_{A1} tensiunea la ieșirea primului grup de tiristoare, cu sensul pozitiv indicat în figură și u_{A2} tensiunea de ieșire a celuilalt grup, avînd sensul pozitiv de asemenea arătat în figură. Se presupune că cele două instalații de tiristoare

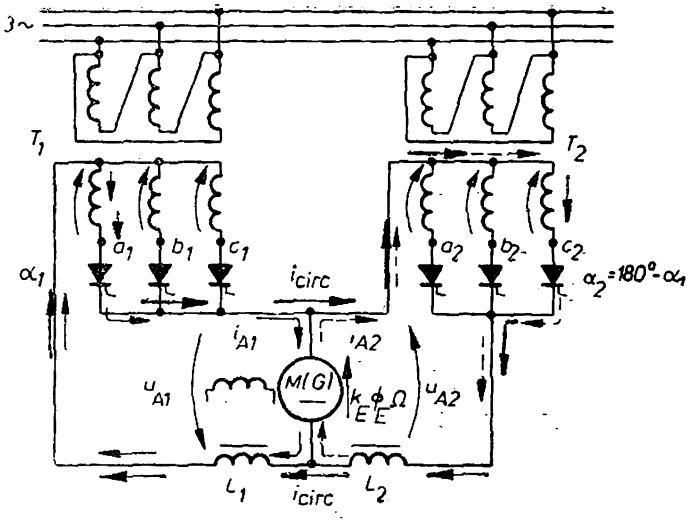


Fig. 3.15

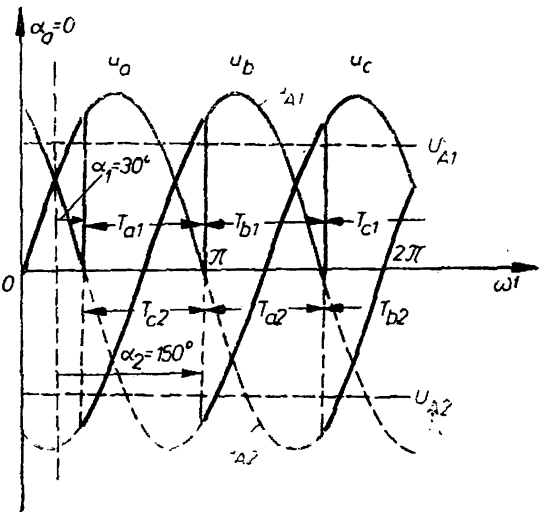


Fig. 3.16

funcționează cu unghiuri de întîrziere la aprindere α_1 și respectiv α_2, care îndeplinesc condiția $\alpha_1 + \alpha_2 = 180°$. În acest caz, conform (3.18) tensiunile medii U_{A1} și U_{A2} la ieșirea celor două grupuri de tiristoare vor fi egale în valoare absolută și de semne contrare. Tot atît de clar rezultă această concluzie și din figura 3.16, în care s-au reprezentat tensiunile secundare u_a, u_b, u_c (aceleași pentru cele două instalații), tensiunile instantanee u_{A1} și u_{A2} și tensiunile medii U_{A1} și U_{A2}, pentru cazul particular $\alpha_1 = 30°$ și $\alpha_2 = 150°$. Inițial, vom presupune un regim de curent neîntrerupt pentru ambele instalații, ca în figura 3.16 (vom reveni ulterior asupra acestei ipoteze). Așadar sensul real al tensiunii U_{A1} coincide pentru $\alpha_1 < 90°$ cu sensul pozitiv al lui u_{A1} din figura 3.15, iar sensul real al tensiunii U_{A2}, pentru $\alpha_2 = 180° - \alpha_1 > 90°$ coincide cu sensul invers al lui u_{A2}. Deci, cele două grupuri de tiristoare, respectiv convertoare sînt conectate în opoziție pe înfășurarea rotorică.

Se consideră acum că mașina electrică are o viteză unghiulară Ω nenulă de un anumit sens și că sensul real al tensiunii electromotoare induse $k_E\Phi_E\Omega$ în înfășurarea rotorică este cel din figură. Sensul curentului i_A prin această înfășurare, ca și regimul energetic în care funcționează mașina electrică, depinde de jocul valorilor absolute U_{A1}, U_{A2} și $k_E\Phi_E\Omega$. Într-adevăr, dacă $U_{A1} = -U_{A2} > k_E\Phi_E\Omega$, atunci curentul prin înfășurarea rotorului are sensul lui i_{A1}. Confruntînd acest sens (indicat în figură cu săgeată plină neagră) cu sensurile posibile de conducție ale tiristoarelor celor două instalații, constatăm imediat că numai grupul din stînga poate funcționa. Cum $\alpha_1 < 90°$, grupul acesta se află în regim de redresor. Al doilea grup de tiristoare, cel din dreapta în figura 3.15, nu are nici un rol. În ceea ce privește mașina electrică, ea se află în regim de motor (primește energie electrică pe la borne, curentul fiind i_A în sens invers sensului real al tensiunii electromotoare induse).

Pentru același sens de rotație, dacă $U_{A1} = -U_{A2} < k_E\Phi_E\Omega$, atunci curentul prin înfășurarea rotorului nu poate avea decît sensul i_{A2} (indicat în figură cu săgeată neagră întreruptă), sens compatibil numai cu sensul de conducție al grupului de tiristoare din dreapta. Cum acesta funcționează cu $\alpha_2 > 90°$, el se va afla în regim de invertor, iar mașina electrică în regim de generator (cedează energie electrică rețelei, iar curentul i_A are același sens ca și tensiunea electromotoare reală). Grupul de tiristoare din stînga are un rol pasiv în această situație.

Fie acum cazul cînd viteza unghiulară Ω are sens invers celui considerat mai înainte. Tensiunea electromotoare reală $k_E\Phi_E\Omega$ schimbă de sens. Dacă $\alpha_1 > 90°$ și $\alpha_2 = 180° - \alpha_1 < 90°$, pentru situația cînd $-U_{A1} = U_{A2} < k_E\Phi_E\Omega$, grupul din stînga este în regim de invertor, grupul din dreapta este pasiv, iar mașina este generator. În ipoteza că $-U_{A1} = U_{A2} > k_E\Phi_E\Omega$, grupul din stînga este pasiv, cel din dreapta joacă un rol de redresor, iar mașina electrică funcționează ca motor.

Prin urmare, instalația studiată permite funcționarea mașinii electrice ca motor sau ca generator de frînare cu recuperarea energiei pentru ambele sensuri ale vitezei unghiulare. Instalațiile de tiristoare funcționează alternativ ca redresor sau ca invertor ; în momentele cînd ele au rol pasiv, produc la ieșire doar o tensiune de opoziție, fără a schimba curent (altminteri ar pune în scurtcircuit instalația care este activă).

Așa cum se vede din figura 3.16, sînt aprinse simultan cîte un tiristor din fiecare grup, apărînd pericolul unui *curent de circulație* între grupurile trifazate de tiristoare. Dacă tensiunile medii U_{A1} și U_{A2} sînt egale și de sensuri opuse în condiția $\alpha_1 + \alpha_2 = 180°$, tensiunile instantanee u_{A1} și u_{A2} nu sînt egale și de sensuri opuse în orice clipă (fig. 3.16). De exemplu, din aceeași figură rezultă că pentru $\alpha_1 = 30°$ și $\alpha_2 = 150°$, dacă se consideră momentul $\omega t = 90° = \frac{\pi}{2}$, atunci $u_{A1} = U_m$ și $u_{A2} = -\frac{1}{2} U_m$, fiind aprinse simultan tiristoarele T_{a1} și T_{c2}. Apare un curent de circulație evidențiat prin săgeată roșie în figura 3.15, care se închide prin faza a_1 a primului grup de tiristoare și prin faza c_2 a celui de al doilea grup, fără a trece prin înfășurarea rotorică.

Dacă se notează cu u_a tensiunea instantanee a fazei a_1 și cu u_c tensiunea instantanee a fazei c_2, aplicînd legea inducției în lungul circuitului curentului de circulație i_{circ}, cu neglijarea rezistențelor și reactanțelor de dispersie ale înfășurărilor transformatoarelor și luarea în considerație a inductivităților L_1 și L_2 ale celor două bobine de inducție incluse în circuit, se obține

$$u_a + u_c = u_{circ} = (L_1 + L_2) \frac{di_{circ}}{dt},$$

relație valabilă atît timp cît sînt în conducție tiristoarele T_{a1} și T_{c2}. În figura 3.17, *a* se arată cum variază în timp tensiunea $u_{circ} = u_a + u_c$, care provoacă în intervalul precizat curentul de circulație i_{circ}, precum și variația acestuia conform relației precedente. Inductivitățile L_1 și L_2 sînt astfel alese încît acest curent să fie limitat.

În intervalul următor, cît timp sînt aprinse simultan tiristoarele T_{b1} și T_{a2}, drumul curentului de circulație se modifică și $u_{circ} = u_b + u_a$ ș.a.m.d.

Variația în timp a tensiunii care provoacă curentul de circulație, ca și a curentului însuși, depinde evident de valoarea unghiurilor α_1 și α_2 (fig. 3.17, *b*, *c*).

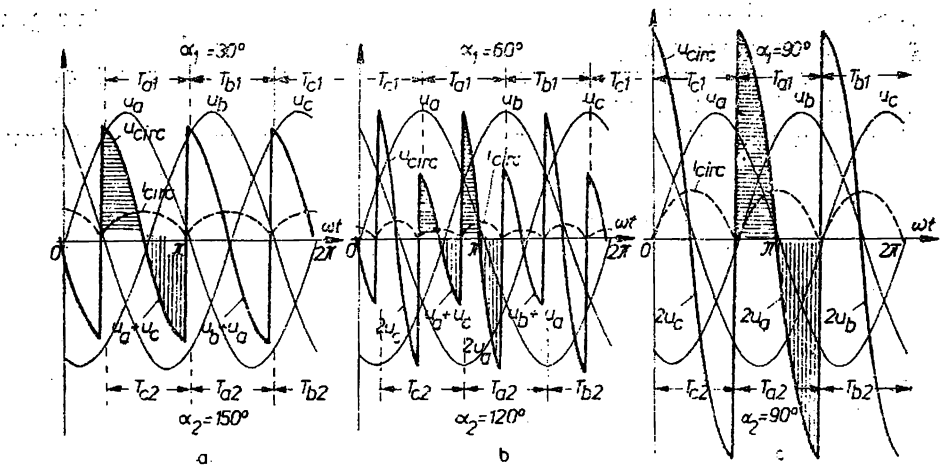


Fig. 3.17

După cum sînt aprinse simultan unele sau altele dintre tiristoarele celor două grupuri, curentul de circulație are un drum sau altul. Esențial este faptul că acest curent trece succesiv, pe o durată unghiulară de $2\pi/3$ din perioadă, prin toate tiristoarele sub forma unuia sau a două pulsuri, ceea ce corespunde unui circuit mediu I_{circ}, care încarcă suplimentar tiristoarele active și face ca tiristoarele pasive să conducă și ele curent. Sub aspect energetic acest curent de circulație este neplăcut, el producînd pierderi suplimentare în înfășurări și tiristoare, limitînd capacitatea de sarcină a instalației active de tiristoare.

Curentul de circulație are însă și un efect pozitiv deosebit de interesant. Să considerăm că $\alpha_1 = 30°$ și $\alpha_2 = 150°$, grupul de tiristoare din stînga fiind cel activ. Se presupune că cuplul de sarcină este suficient de mic, încît instalația funcționează în regim de curent i_A întrerupt. Curentul i_A are deci forma unui puls, care prin faza a_1, începe în momentul $\omega t = 60°$ și se termină înainte de momentul $\omega t = 180°$ cînd se aprinde tiristorul următor. Dacă nu există curent de circulație, mașina funcționează la o turație mărită în comparație cu regimul de curent întrerupt, uneori mult mărită (fig. 3.12, *b*), iar tensiunea la borne u_{A1} este egală cu tensiunea contraelectromotoare cît timp curentul este întrerupt (curbele din figura 3.16 sînt valabile la curent neîntrerupt).

Să ținem seama acum de existența curentului de circulație. Conform figurii 3.17, *a*, curentul acesta, pentru cazul cînd $\alpha_1 = 30°$ și $\alpha_2 = 150°$ trece tot prin faza a_1 în intervalul $\omega t \in (60°, 180°)$, avînd forma unui puls care începe la $\omega t = 60°$ și se prelungește pînă în momentul $\omega t = 180°$. Curentul rezultant prin tiristorul T_{a1}, cel activ i_{A1} plus cel de circulație i_{circ} va dura deci pînă se aprinde tiristorul T_{b1}. Deci instalația funcționează în regim de curent neîntrerupt datorită curentului de circulație și tensiunea u_{A1} la bornele motorului va urmări în tot răstimpul $\omega t \in (60°, 180°)$ tensiunea de bază u_a.

Din figura 3.17, *a*, *b*, *c*, rezultă că în funcție de unghiurile α_1 și $\alpha_2 = 180° - \alpha_1$, curentul de circulație are o formă diferită de variație în timp, rămînînd însă extins pe tot intervalul cînd conduce un tiristor și avînd o valoare medie variabilă. La $\alpha_1 = 0$ și $\alpha_2 = 180°$ (caz teoretic limită), valoarea medie a curentului de circulație este chiar nulă. Dar, așa cum vom vedea, în aceste instalații nu se ajunge niciodată la $\alpha_2 = 180°$, ci numai pînă la aproximativ $\alpha_2 = 150°$, ceea ce înseamnă $\alpha_1 = 30°$ și deci existența unui curent mediu de circulație. Cu ajutorul bobinelor L_1 și L_2 se limitează valorile medii la cifre admisibile încă de la proiectarea instalației. Același rezultat s-ar putea obține în exploatare dacă nu se respectă întrucîtva condiția $\alpha_1 + \alpha_2 = 180°$, cu cîteva grade în plus sau minus, după caz. S-au imaginat sisteme automate de reglare a sumei $\alpha_1 + \alpha_2$ în jurul valorii de 180° în funcție de I_A, pentru a avea totdeauna un regim de curent neîntrerupt și un curent de circulație limitat.

Bobinele L_1 și L_2 se conectează în drumul curentului de circulație în serie respectiv cu cîte unul din cele două grupuri de tiristoare (fig. 3.15), pentru a fi utilizate în același timp și la filtrarea curenților i_{A1}, i_{A2} (înăbușirea armonicilor).

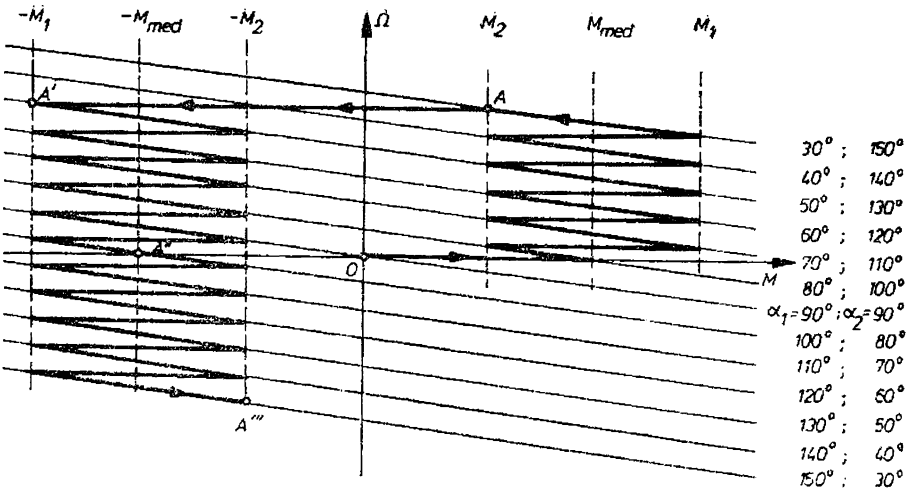


Fig. 3.18

Luînd în considerație cele arătate mai sus, caracteristicile mecanice ale instalației reversibile sau bidirecționale descrise se prezintă ca în figura 3.18 dispărînd zona de curent întrerupt din figura 3.12, *b*, valabilă pentru instalația reversibilă care funcționează în două cadrane ale planului (Ω, M). La caracteristicile mecanice din figura 3.18 s-a ținut seama de rezistența înfășurării rotorice, ceea ce implică o anumită înclinare a caracteristicilor față de axa cuplurilor, fapt important în funcționarea instalației.

Instalația funcționează precum urmează. La pornire se ia $\alpha_1 = \alpha_2 = 90°$, în care caz $U_{A1} = -U_{A2} = 0$, tensiunea electromotoare $k_E\Phi_E\Omega$ fiind și ea nulă, căci $\Omega = 0$. Curentul i_A va fi și el nul. Se scade apoi α_1 și se crește corespunzător α_2, de exemplu, $\alpha_1 = 80°$, $\alpha_2 = 100°$, obținîndu-se $U_{A1} = -U_{A2} > 0$, și, cum tensiunea electromotoare $k_E\Phi_E\Omega$ este tot nulă, intră în funcțiune instalația din stînga, instalația din dreapta avînd un rol pasiv. Apare un cuplu electromagnetic M_{med} și mașina poate porni, dacă acesta este superior cuplului de sarcină, într-un sens bine precizat, să zicem dreapta. Viteza Ω crește și tensiunea electromotoare $k_E\Phi_E\Omega$ la fel, rămînînd însă mai mică decît U_{A1} datorită căderii de tensiune R_Ai_{A1}. Micșorînd în continuare pe α_1 și mărind corespunzător pe α_2, astfel ca $\alpha_1 + \alpha_2 = 180°$, se ajunge la un punct de funcționare A de regim permanent (în fig. 3.18). A corespunde lui $\alpha_1 = 30°$, $\alpha_2 = 150°$), O fiind punctul de la care s-a plecat. Mașina funcționează în regim de motor cu sens dreapta, iar activ este grupul de tiristoare din stînga (ca redresor).

Lucrurile se aranjează astfel încît la variația unghiurilor α_1 și α_2 cuplul electromagnetic să varicze mereu între limitele M_1, M_2, fiind posibilă și o astfel de variație automată încît cuplul să rămînă pe tot timpul accelerării la valoarea constantă M_{med}, deci curent limitat și constant pe toată durata pornirii, în lipsa oricărui reostat de pornire, fapt de o importanță deosebită din punct de vedere tehnic și economic.

Dacă dorim acum să frînăm mașina, este suficientă o mărire rapidă a unghiului α_1 și o micșorare corespunzătoare a lui α_2 de exemplu $\alpha_1 = 50°$, $\alpha_2 = 130°$, obținîndu-se $U_{A1} = -U_{A2} < k_E \Phi_E \Omega$ pentru moment. Grupul de tiristoare din stînga devine pasiv și se activează grupul din dreapta, care va funcționa inițial în regim de invertor, căci $\alpha_2 > 90°$. Punctul de funcționare se află acum în A', la aceeași viteză unghiulară ca și punctul A (la micșorarea bruscă a unghiurilor α_1 și α_2 viteza mașinii nu a avut timp să se modifice), pe o nouă caracteristică, corespunzătoare noilor valori ale lui α_1 și α_2. Cuplul electromagnetic dezvoltat de mașina electrică a devenit negativ, fiind un cuplu de frînare ; mașina se află în regim de generator, transformînd energia cinetică acumulată în corpurile în mișcare în energie electrică debitată în rețeaua trifazată.

Lucrurile se pot aranja astfel încît unghiul α_1 să fie mărit în continuare și α_2 micșorat corespunzător, astfel încît cuplul mediu de frînare să rămînă constant, punctul de funcționare coborînd spre poziția A'', care corespunde vitezei unghiulare nule.

Dacă se mărește în continuare α_1 și se micșorează α_2, atunci mașina este alimentată de cele două grupuri de tiristoare cu tensiuni medii U_{A1} și U_{A2} de sensuri opuse celor din cazurile precedente. Mașina va intra din nou în regim de motor, dar de sens de rotație stînga. Punctul de funcționare se află în cadranul trei (punctul A''') ; grupul de tiristoare din dreapta este activ și în regim de redresor.

Pentru frînare este suficient ca, față de valorile lui α_1 și α_2 corespunzătoare punctului A''', să se micșoreze brusc întrucîtva α_1 și să fie crescut α_2. Punctul de funcționare se deplasează pe o nouă caracteristică la aceeași viteză unghiulară, în cadranul patru. Mașina va funcționa acum ca generator de sens stînga, grupul de tiristoare din stînga fiind activ ca invertor.

Așadar, prin simpla manevră a unui potențiometru se poate comanda instalația electronică de formare a impulsurilor de aprindere a tiristoarelor și impune funcționarea mașinii electrice în toate cele patru cadrane ale planului (Ω, M).

Toate instalațiile trifazate cu redresarea unei singure alternanțe, cu toată simplitatea lor și a utilizării unui număr de numai trei tiristoare, prezintă dezavantajul că în fazele secundare, există curenți periodici avînd numai pulsuri pozitive, ceea ce corespunde unei componente continue care produce fluxuri constante în miezul magnetic și încarcă suplimentar înfășurarea secundară. Pentru a evita acest neajuns se utilizează instalațiile cu redresarea ambelor alternanțe.

3.2.3. Convertor trifazat cu redresarea ambelor alternanțe

Această instalație, a cărei schemă principală este prezentată în figura 3.19 este cunoscută și sub denumirea de *punte trifazată*. Ea necesită șase tiristoare cînd este complet comandată (uneori numai trei tiristoare pe o parte și trei

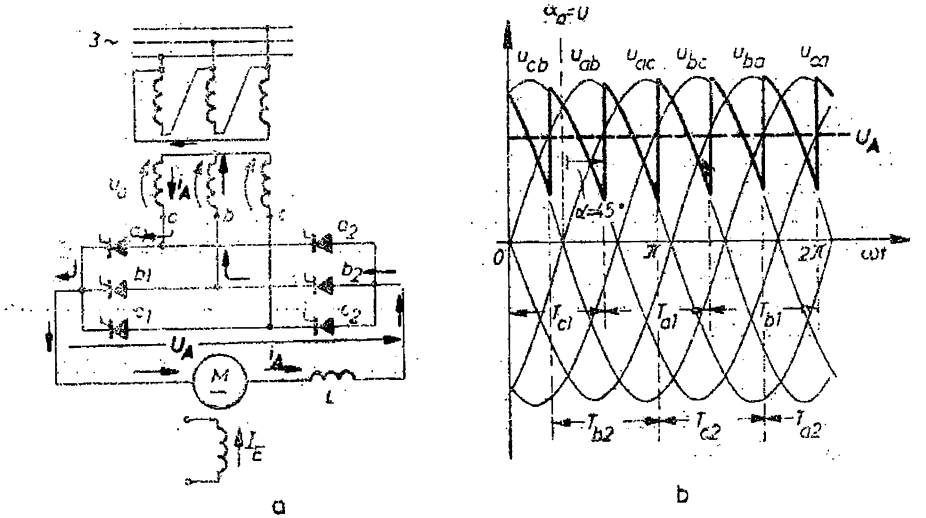


Fig. 3.19

diode necomandabile pe cealaltă parte, aceasta fiind o soluție mai ieftină, în care caz puntea este semicomandată) și se folosește la puteri relativ mai importante.

Tiristoarele primesc impulsuri de aprindere la intervale de $\pi/3$ în următoarea succesiune : a_1, c_2, b_1, a_2, c_1, b_2, a_1. În conducție simultană se află totdeuna un tiristor din grupul stînga și unul din grupul dreapta (evident, de pe o fază diferită). De exemplu, în figura 3.19 conduc simultan tiristoarele a_1 și b_2. Tensiunea u_A la bornele motorului este egală cu tensiunea secundară între faze $u_{ab} = u_a - u_b$ pînă în momentul cînd se aprinde tiristorul următor și anume c_2, dacă curentul este neîntrerupt. Din această clipă, tensiunea $u_{ac} = u_a - u_c$ fiind mai mare, curentul schimbă de drum, trecînd acum prin tiristoarele a_1 și c_2. Tensiunea u_A devine egală cu u_{ac}. După aceea se aprinde tiristorul b_1 care preia curentul de la tiristorul a_1 din aceeași grupă ; tensiunea u_A va fi egală cu u_{bc}, curentul închizîndu-se prin tiristoarele b_1 și c_2 ș.a.m.d.

În figura 3.19 s-a considerat că unghiul de întîrziere la aprindere α are valoarea de 45°. Pentru tiristorul a_1 s-a evidențiat momentul cînd $\alpha = 0$, care coincide cu clipa cînd tensiunea u_{ab} devine mai mare decît celelalte tensiuni între faze. Această clipă se ia drept referință a întîrzierii la aprindere a tiristorului a_1.

Spre deosebire de celelalte instalații, puntea trifazată permite obținerea unei tensiuni redresate cu șase pulsuri pe o perioadă, pulsuri de amplitudine mai redusă ($m = 6$).

Printr-o fază secundară, de exemplu a, curentul trece într-un sens cît timp este aprins tiristorul a_1 și în sens invers atît timp cît conduce tiristorul a_2.

Acest curent este deci alternativ și nu are componentă continuă, ceea ce reprezintă un avantaj esențial, puterea transformatorului fiind mai eficient utilizată (vezi subcap. 3.9).

Caracteristicile mecanice ale sistemului studiat sînt redate în figura 3.12, *c*, deducîndu-se din expresiile stabilite în § 3.2.1 dacă se ia $m = 6$. Semnificativ este avantajul punții trifazate complet comandate de a avea cea mai redusă arie a zonei de curent întrerupt, la aceeași tensiune U_{A0} și aceeași inductivitate.

Tensiunea medie în regim de curent neîntrerupt rezultă din expresia generală (3.18):

$$U_A = U_{A0} \cos \alpha \,;\ \text{cu}\ U_{A0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_m, \tag{3.21}$$

U_m fiind și de data aceasta amplitudinea tensiunii pe fază a sursei.

Instalația trifazată în punte complet comandată poate funcționa și în regim de invertor pentru $\alpha > 90°$. De asemenea, ea se pretează la combinația antiparalel pentru a se obține o instalație care poate funcționa în toate cele patru cadrane ale planului Ω, M.

3.3. Considerații energetice privind convertoarele utilizate în acționări cu motoare de curent continuu

Deoarece convertoarele sînt utilizate actualmente la puteri mari ajungîndu-se pînă la mii de kilowați, trebuie să se acorde atenție și unor aspecte energetice, care nu au fost abordate în paragrafele anterioare.

Vom analiza în cele ce urmează din punct de vedere energetic instalația trifazată în punte cu tiristoare care se folosește exclusiv la puteri mai mari în acționările electrice reglabile. Vom presupune că transformatorul inclus în instalație nu are nici un fel de pierderi și la fel cele șase tiristoare. Vom considera regimul de curent neîntrerupt practic constant în circuitul rotoric al motorului.

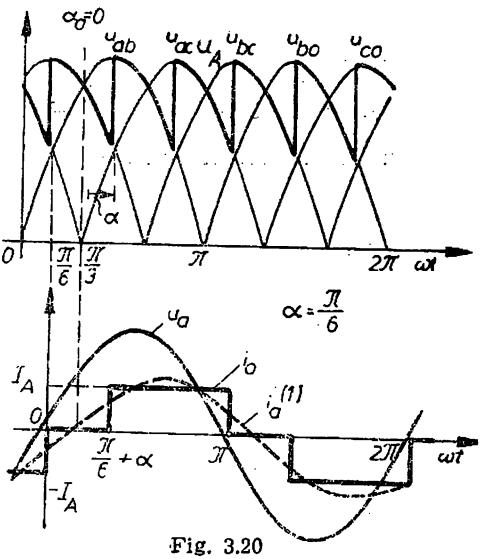


Fig. 3.20

În figura 3.20, *a* s-a reprezentat tensiunea u_A redresată la bornele motorului pentru un $\alpha < 90°$, dat, iar în figura 3.20, *b* s-a redat tensiunea u_a de fază a

secundarului transformatorului precum și curentul i_a din faza respectivă, curent care este alternativ, cu alternanțe de 120° și de amplitudine I_A. De remarcat faptul că acest curent i_a își păstrează forma pentru orice α, în schimb poziția alternanțelor sale în comparație cu alternanțele tensiunii respective u_a de fază a secundarului transformatorului se modifică o dată cu valoarea unghiului α.

Valoarea medie U_A a tensiunii redresate u_A va fi conformă expresiei (3.21) sau se calculează direct:

$$U_A = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}} u_{ab}\, \mathrm{d}(\omega t) = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}} U_m\sqrt{3} \sin \omega t\, \mathrm{d}(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_m \cos \alpha.$$

Pentru calculul acestei valori medii s-a ținut seama că u_A este o mărime periodică cu perioada $\frac{\pi}{3}$ (6 pulsuri pe perioada tensiunii secundare u_a) și că un puls urmărește tensiunea între faze u_{ab}, luată ca referință în figura 3.20, *a*, între momentele $\alpha + \frac{\pi}{3}$ și $\alpha + \frac{2\pi}{3}$; U_m reprezintă amplitudinea tensiunii secundare de fază u_a.

Valoarea efectivă I_a a curentului alternativ secundar i_a este

$$I_a = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a^2\, \mathrm{d}(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} 2I_A^2 \int_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{\alpha+\frac{5\pi}{6}} \mathrm{d}(\omega t)} = I_A \sqrt{\frac{2}{3}}, \qquad (3.22)$$

conform indicațiilor furnizate de figura 3.20, *b*.

Să descompunem acum curentul periodic i_a în serie Fourier, luînd ca origine de fază tensiunea secundară u_a (fig. 3.20, *b*) și observînd că valoarea medie pe o perioadă este nulă,

$$i_a = \sum_1^\infty A_m^{(\nu)} \sin \nu\omega t + \sum_1^\infty B_m^{(\nu)} \cos \nu\omega t = \sum_1^\infty I_{am}^{(\nu)} \sin (\nu\omega t - \varphi_\nu).$$

Conform teoriei seriilor Fourier:

$$A_m^{(\nu)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a \sin \nu\omega t\, \mathrm{d}(\omega t) = -\frac{4I_A}{\pi} \left[\int_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{\alpha+\frac{5\pi}{6}} \sin \nu\omega t\, \mathrm{d}(\omega t) - \right.$$

$$\left. - \int_{\alpha+\frac{7\pi}{6}}^{\alpha+\frac{11\pi}{6}} \sin \nu\omega t\, \mathrm{d}(\omega t) \right] = -\frac{4I_A}{\pi\nu} \sin \nu\frac{\pi}{3} \sin \nu\frac{\pi}{2} \cos (\nu\alpha + \nu\pi);$$

$$B_m^{(\nu)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a \cos \nu\omega t\, \mathrm{d}(\omega t) = \frac{4I_A}{\pi\nu} \sin \nu\frac{\pi}{3} \sin \nu\frac{\pi}{2} \sin (\nu\alpha + \nu\pi),$$

ceea ce arată că în seria Fourier există numai armonicile 1, 5, 7, 11, 13, 17 19, ..., $6k-1$, $6k+1$, ... (cu $k \in N_0$ și $\nu \in N$).

Pentru armonica fundamentală a curentului se găsește

$$A_m^{(1)} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_A \cos\alpha\,;\quad B_m^{(1)} = -\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_A \sin\alpha$$

și prin urmare expresia analitică a acestei armonici va fi

$$i_a^{(1)} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_A (\cos\alpha \sin\omega t - \sin\alpha \cos\omega t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_A \sin(\omega t - \alpha),$$

ceea ce înseamnă că această armonică are aceeași valoare efectivă

$$I_a^{(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_A, \tag{3.23}$$

dacă $I_A = \text{const}$, indiferent de valoarea unghiului α, și este în urma tensiunii de fază u_a cu exact unghiul $\varphi_1 = \alpha$ (fig. 3.20, *b*).

Puterea activă schimbată de secundarul transformatorului cu motorul prin intermediul convertorului va fi

$$P = 3U_a I_a^{(1)} \cos\varphi_1 = 3\frac{U_m}{\sqrt{2}}\frac{\sqrt{6}}{\pi} I_A \cos\alpha = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_m I_A \cos\alpha.$$

Ținînd seama de relația (3.21), această putere activă se scrie și sub forma

$$P = U_A I_A,$$

ceea ce era de așteptat : puterea activă în secundarul transformatorului este egală cu puterea componentelor continue de tensiune și curent în circuitul rotoric al motorului.

Interesant de reținut este însă faptul că, dacă U_m și I_A rămîn constante, această putere este funcție de α (fig. 3.21), fiind pozitivă, adică corespunzînd unei transmisii de energie de la transformator spre mașina electrică, în regimul de redresor ($\alpha < 90°$) și negativă, ceea ce înseamnă o transmisie inversă de energie (de la mașină spre transformator, respectiv rețea), în regim de invertor ($\alpha > 90°$).

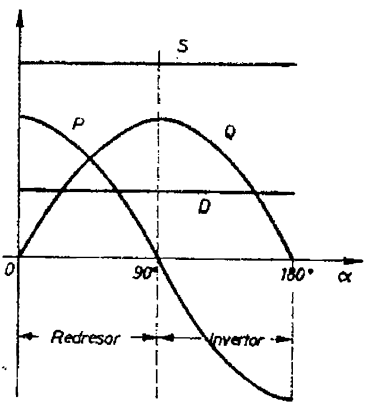


Fig. 3.21

Puterea reactivă

$$Q = 3U_a I_a^{(1)} \sin\varphi_1 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_m I_A \sin\alpha$$

este și ea funcție de unghiul α, dar rămîne mereu de același semn (fig. 3.21) cu alte cuvinte, circuitul rotoric al mașinii, indiferent de regim (motor sau generator), se

comportă față de rețea ca un receptor inductiv din punctul de vedere al puterii reactive.

Puterea aparentă a secundarului transformatorului, aflat în evident regim deformant, va fi

$$S = 3U_a I_a,$$

în care $U_a = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$ reprezintă valoarea efectivă a tensiunii secundare u_a, iar I_a valoarea efectivă a curentului i_a, dată de relația (3.22). Așadar,

$$S = 3\frac{U_m}{\sqrt{2}} I_A \sqrt{\frac{2}{3}} = \sqrt{3}\, U_m I_A,$$

expresie care evidențiază independența acestei puteri de unghiul α, care reprezintă mărimea prin care se comandă viteza motorului (fig. 3.21). Oricare ar fi valoarea unghiului α, fie că mașina electrică este motor, fie că este generator, oricare ar fi valoarea și semnul puterii schimbată de mașina electrică cu transformatorul, acesta din urmă este solicitat la putere aparentă constantă, atîta timp cît $I_A = \text{const}$, adică cît timp cuplul dezvoltat de mașină este constant.

Factorul de putere al secundarului transformatorului va fi, conform definiției din regimul nesinusoidal,

$$k = \frac{P}{S} = \frac{3}{\pi}\cos\alpha = 0{,}955\ \cos\alpha,$$

de unde se extrage o concluzie foarte importantă prin implicațiile sale energetice: *cu cît unghiul de întîrziere la aprindere a tiristoarelor este mai apropiat de 90° cu atît factorul de putere este mai slab.* Acest aspect reprezintă o latură negativă de mare importanță în utilizarea convertoarelor cu tiristoare în sistemele de acționări reglabile. Cu cît se dorește să se realizeze viteze mai reduse la unul și același cuplu dezvoltat de motor, cu atît sistemul convertor-motor reprezintă pentru rețea un consumator mai puțin eficient și cu un factor de putere mai redus, pe lîngă faptul, nu mai puțin important, că un asemenea consumator lucrează în regim deformant, introducînd în rețea armonici de curent care pot produce alte fenomene supărătoare (rezonanță pe anumite frecvențe, paraziți în liniile de transmisiuni).

Dacă puterea reactivă Q poate fi compensată prin anumite mijloace (de exemplu, baterii de condensatoare sau compensatoare sincrone), puterea deformantă

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = U_m I_A \sqrt{3 - \frac{27}{\pi^2}} = 0{,}514\ U_m I_A,$$

care la $I_A = \text{const}$ este independentă de α, nu poate fi compensată decît cu mare dificultate, blocînd o capacitate corespunzătoare de putere în rețea și în centrala electrică (fig. 3.21).

La convertoarele de alt tip (cu 2,3 pulsuri pe perioadă) situația prezentată mai sus este încă și mai gravă. De exemplu, la convertorul trifazat cu redresarea numai a unei alternanțe, factorul de putere pe secundarul transformatorului este, în ipoteza $i_A = I_A = \text{const}$,

$$k = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \cos \alpha = 0{,}675 \cos \alpha ;$$

acest factor de putere foarte slab se explică și prin componenta continuă care încarcă suplimentar secundarul transformatorului.

3.4. Fenomenul de comutație și influența lui asupra funcționării convertoarelor

În toate stadiile din paragrafele precedente s-a făcut ipoteza simplificatoare că sursa de curent alternativ, inclusiv transformatorul dacă acesta face parte din instalație, are o impedanță internă nulă. Această ipoteză aduce simplificarea fenomenelor sub două aspecte : pe de o parte, impedanța internă nulă înseamnă că tensiunea la bornele sursei este perfect constantă, independent de curentul debitat ; pe de altă parte, inductivitatea nulă a sursei înseamnă că nu există nici o inerție magnetică care să se opună variației bruște, instantanee, a curentului debitat, care trece evident prin tiristoarele mutatorului. Nu trebuie însă să uităm că orice tiristor este foarte sensibil la variația $\frac{di}{dt}$ în timp a curentului ce-l străbate și că există o limită bine precizată pentru această viteză de variație. Dacă sursa, inclusiv transformatorul de adaptare, nu prezintă o inductivitate suficientă care să se opună unei viteze prea mari de variație a curentului prin tiristoare, atunci trebuie să se prevadă bobine speciale de inducție pe fiecare fază (v. § 1.9.3). Deci, în serie cu tiristoarele, în drumul curenților ce trec prin tiristoare, se află totdeauna inductivități, care introduc aspecte noi în funcționarea convertoarelor, asupra cărora ne concentrăm în cele ce urmează.

În figura 3.22, *a* s-a prezentat spre exemplificare schema părții secundare a unei instalații trifazate cu redresarea unei singure alternanțe, în care s-au inclus pe fiecare fază inductivitățile $L_{\sigma k}$ corespunzătoare înfășurărilor transformatorului (v. subcap. 4.4). Vom continua să neglijăm rezistențele acestor înfășurări, care în afara de o mică cădere de tensiune și de pierderi Joule nu produc nici un fenomen suplimentar. Vom considera regimul de curent neîntrerupt, în circuitul rotoric al motorului curentul i_A fiind practic constant la valoarea I_A, impusă de cuplul rezistent la arborele mașinii.

În figură 3.22, *b* s-au redat curbele tensiunilor secundare u_a, u_b, u_c. S-a ales ca origine de timp momentul 0 de cînd tensiunea u_a devine mai mare

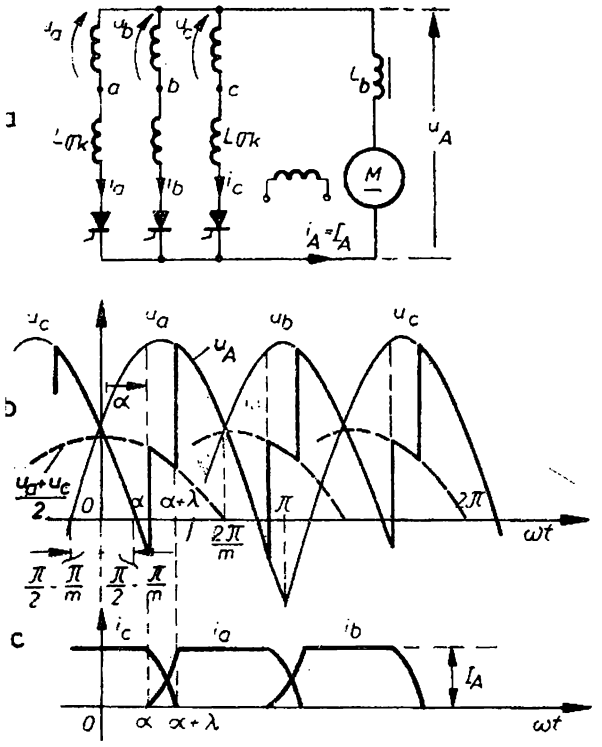


Fig. 3.22

decît u_b, respectiv u_c, adică momentul de cînd se contează întîrzierea la aprindere a tiristorului de pe faza a. Fie α această întîrziere, evidențiată în figură. Spre deosebire de studiile anterioare, din cauza inductivității $L_{\sigma k}$, curentul i_a nu se stabilește brusc la valoarea I_A începînd cu momentul α, ci va crește treptat, intervalul de timp cît curentul i_a crește de la zero la I_A fiind notat cu λ. Evident, aceeași inductivitate $L_{\sigma k}$ se opune și scăderii instantanee în momentul α, cînd se aprinde tiristorul de pe faza a, a curentului i_c din faza c în funcțiune înainte de momentul α. Așadar, pe durata λ conduc simultan cele două tiristoare din fazele c și a, i_c tinzînd să se anuleze treptat, iar i_a căutînd să atingă treptat valoarea I_A. Acest interval de timp λ se numește *interval de comutație* a tiristoarelor. Ne propunem să aflăm cît este tensiunea u_A la bornele motorului în intervalul de comutație, cît durează această comutație și cum variază curenții i_c și i_a în acest timp.

Putem scrie următorul sistem de ecuații pentru fazele a și c, aflate în comunicație:

$$u_A - u_c = -L_{\sigma k} \frac{di_c}{dt};$$

$$u_A - u_a = -L_{\sigma k} \frac{di_a}{dt};$$

$$i_c + i_a = i_A = I_A.$$

Din acest sistem rezultă imediat:

$$u_A = \frac{u_a + u_c}{2};$$

$$L_{\sigma k} \frac{di_a}{dt} = -L_{\sigma k} \frac{di_c}{dt} = \frac{u_a - u_c}{2}. \qquad (3.24)$$

Prin urmare, datorită suprapunerii funcționării celor două tiristoare, tensiunea redresată u_A devine egală cu semisuma tensiunilor secundare ale fazelor în comutație și arată ca în figura 3.22, *b* (curba cu linie roșie). Această situație încetează imediat ce suprapunerea dispare.

Pentru a determina durata λ a comutației și expresiile analitice ale celor doi curenți i_a și i_c, trebuie integrate ecuațiile diferențiale (3.24). Vom conduce calculul pentru cazul unei instalații având m pulsuri ale tensiunii redresate pe o perioadă a tensiunii sursei. Considerînd curbele u_a și u_c din figura 3.22, *b*, cu originea 0 de referință precizată de asemenea în figură, se poate scrie

$$u_c = -U_m \sin\left[\omega t - \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right)\right] = U_m \cos\left[(\omega t + \frac{\pi}{m}\right],$$

$$u_a = U_m \sin\left[\omega t + \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}\right)\right] = U_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right).$$

În consecință, conform ecuației (3.24),

$$\frac{u_c - u_a}{2} = -\frac{U_m}{2} 2 \sin\frac{\pi}{m} \sin\omega t = \omega L_{\sigma k} \frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}(\omega t)}$$

sau

$$\omega L_{\sigma k} i_c = U_m \sin\frac{\pi}{m} \cos\omega t + C,$$

în care C reprezintă o constantă de integrare.

Pentru $\omega t = \alpha$, $i_c = I_A$, condiție din care rezultă valoarea constantei C, astfel încît se obține

$$\omega L_{\sigma k} i_c = U_m \sin\frac{\pi}{m} (\cos\omega t - \cos\alpha) + \omega L_{\sigma k} I_A,$$

și respectiv

$$\omega L_{\sigma k} i_a = -U_m \sin\frac{\pi}{m} (\cos\omega t - \cos\alpha),$$

adică expresiile celor doi curenți în intervalul de timp λ.

Pentru momentul $\omega t = \alpha + \lambda$, $i_c = 0$ (fig. 3.22, *c*), și, în consecință,

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \lambda) = \frac{\omega L_{\sigma k} I_A}{U_m \sin\frac{\pi}{m}}.$$

Pentru a vedea ordinul de mărime a duratei de comutație, să considerăm $m = 3$ și $\omega L_{\sigma k} I_a = 0{,}05 U_a$, în care I_a și $U_a = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$ reprezintă valorile efective ale curentului secundar și a tensiunii secundare de fază, căderea inductivă $\omega L_{\sigma k} I_a$ de 5% din tensiunea U_a fiind o valoare uzuală pentru situația cînd

transformatorul este încărcat aproape de regimul nominal. Pentru $m = 3$, rezultă $I_a = I_A/\sqrt{3}$ și deci

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \lambda) = \frac{\omega L_{\sigma k} I_A}{U_a} \frac{I_A}{I_a} \frac{U_a}{U_m \sin\frac{\pi}{m}} =$$

$$= 0{,}05 \cdot \sqrt{3} \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}} = 0{,}05\sqrt{2},$$

relație din care rezultă următorul tabel

α	0°	10°	20°	30°	45°	60°	90°	120°	135°	158°
λ	21°40′	14°	9°40′	7°10′	5°30′	4°30′	4°	4°50′	6°	21°

După cum se observă, unghiul de suprapunere în timp a două tiristoare este funcție de α, la unghiuri mici sau apropiate de 180°, unghiul λ atinge valori destul de mari. În unele cazuri cînd inductivitatea sursei, inclusiv a transformatorului de adaptare, este mai mare, durata comutației poate atinge valori și mai mari de 20° cît rezultă din tabelul de mai sus.

O primă consecință a fenomenului de comutație constă în micșorarea valorii medii a tensiunii redresate u_A, în comparație cu expresia calculată anterior (3.18). Noua tensiune medie U'_A se poate calcula pe baza figurii 3.22, *b*:

$$U'_A = \frac{m}{2\pi}\left[\int_0^{\alpha} u_c \mathrm{d}(\omega t) + \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} \frac{u_a + u_c}{2} \mathrm{d}(\omega t) + \int_{\alpha+\lambda}^{2\pi/m} u_a \mathrm{d}(\omega t)\right] =$$

$$= \frac{mU_m}{2\pi}\left[\int_0^{\alpha} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{m}\right) \mathrm{d}(\omega t) + \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} \cos\frac{\pi}{m} \cos\omega t \, \mathrm{d}(\omega t) + \right.$$

$$\left. \ldots\ldots + \int_{\alpha+\lambda}^{2\pi/m} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) \mathrm{d}(\omega t)\right] = \frac{mU_m}{2\pi} \sin\frac{\pi}{m}\left[\cos\alpha + \cos(\alpha+\lambda)\right]. \quad (3.25)$$

Ținînd seama că în cazul cînd $\lambda = 0$ tensiunea medie redresată are valoarea

$$U_A = \frac{mU_m}{\pi} \sin\frac{\pi}{m} \cos\alpha,$$

rezultă că fenomenul de comutație provoacă o cădere de tensiune

$$\Delta U_A = U_A - U'_A = \frac{m}{2\pi} U_m \sin\frac{\pi}{m}\left[\cos\alpha - \cos(\alpha + \lambda)\right] = \frac{m}{2\pi} \omega L_{\sigma k} I_A.$$

Cu datele numerice luate mai sus pentru cazul $m = 3$ rezultă o cădere de tensiune medie de 4% din valoarea efectivă U_a.

O altă consecință importantă a comutației tiristoarelor, să zicem cele de pe fazele c și a, rezultă din observația că pe durata λ a comutației curentul i_c trebuie să scadă, iar i_a să crească, suma lor rămînînd constantă, deci

$$\frac{di_c}{dt} < 0; \quad \frac{di_a}{dt} > 0.$$

Referindu-ne la ecuațiile (3.24), rezultă atunci următoarea condiție pe durata comutației tiristoarelor de pe fazele c și a

$$u_a - u_c = u_{ac} = U_m \sin \frac{\pi}{m} \sin \omega t > 0.$$

Din figura 3.22, *b*, se remarcă faptul că, în raport cu referința 0 luată, această condiție este îndeplinită pentru intervalul $0 \leqslant \omega t < \pi$. Cum întîrzierea la aprindere α este variabilă, iar λ de asemenea, înseamnă că suma $\alpha + \lambda$ nu poate depăși valoarea de 180°,

$$\alpha + \lambda < 180°. \tag{3.26}$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită, atunci în decursul comutației se ajunge la situația $u_a < u_c$ și deci $\frac{di_c}{dt} > 0$, iar $\frac{di_a}{dt} < 0$, ceea ce înseamnă practic imposibilitatea preluării curentului i_A de către tiristorul de pe faza a de la tiristorul în funcțiune, care se află pe faza c. Cum λ este variabil, dar nu depășește circa 20—30°, atunci cînd α se apropie de 180°, rezultă că valoarea maximă posibilă pentru α este în jurul a 150—160° (care reduce astfel plaja de valori a unghiului α în regimul de invertor).

În legătură cu cele prezentate mai înainte, dorim să mai prezentăm și un alt fenomen care reduce și mai mult plaja de variație a unghiului α. Se știe că un tiristor se stinge atunci cînd curentul în sensul de conducție trece prin zero. Pentru a se bloca este însă absolut necesar ca pentru un interval scurt de timp, de ordinul zecilor de microsecunde, după stingerea curentului, să se aplice între anod și catod o tensiune negativă (inversă). Dacă dimpotrivă, la stingerea curentului tensiunea între anod și catod este pozitivă tiristorul nu se blochează, putînd conduce mai departe.

În figura 3.23, *a* se prezintă variația în timp a tensiunii u_{Ta} între anod și catod pentru tiristorul de pe faza a, luîndu-se în considerație și fenomenul de comutație, pentru o instalație cu $m = 3$, pentru regimul particular de redresor cu $\alpha = 30°$ și cu $\lambda \approx 30°$. Pentru intervalul de conducție, tensiunea u_{Ta} este de aproximativ 1 V, practic zero în figură. Cînd conduce numai tiristorul de pe faza b, atunci $u_{Ta} = u_a - u_b = u_{ab}$. Cînd are loc comutația tiristoarelor de pe fazele b și c, atunci $u_{Ta} = u_a - u_A = u_a - \frac{u_b + u_c}{2}$, iar cînd conduce numai tiristorul de pe faza c, rezultă $u_{Ta} = u_a - u_c = u_{ac}$. Se vede imediat din figura 3.23, *a*, că atunci cînd se stinge tiristorul de pe faza a, tensiunea u_{Ta} înregistrează pe o mare durată, și anume γ, o valoare negativă, ceea ce asigură

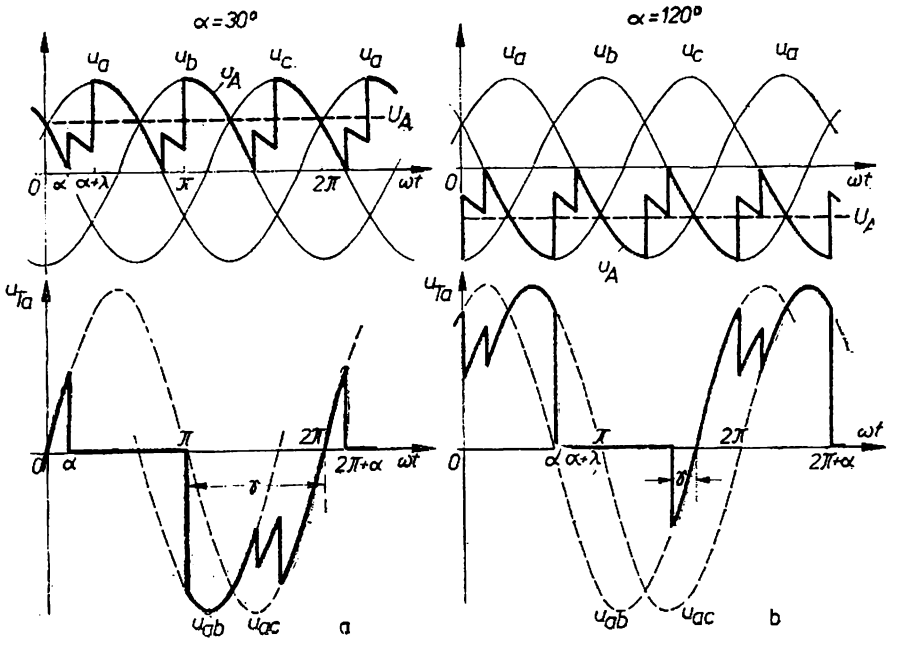


Fig. 3.23

fără îndoială starea de blocare, astfel încît la revenirea tensiunii u_{Ta} la valori pozitive tiristorul nu va conduce pînă nu primește impuls pe poartă.

Altfel poate fi situația în regimul de invertor și pentru aceasta se va considera $\alpha = 120°$, tensiunea u_{Ta} avînd acum variația în timp prezentată în figura 3.23, *b*. Intervalul de timp, după stingerea curentului i_a, cît timp tensiunea u_{Ta} este negativă s-a redus simțitor. Dacă cumva intervalul γ este mai mic decît durata minimă γ_{min} necesară blocării tiristorului prin tensiune negativă după stingere, atunci este evident că, la revenirea tensiunii u_{Ta} la valori pozitive, tiristorul va conduce curentul fără a fi necesar un impuls pe poartă. Durata γ_{min}, corespunzătoare celor cîteva zeci de microsecunde necesare blocării tiristorului, depinde de calitatea acestuia. Pentru tiristoarele obișnuite $\gamma_{min} = 1-2°$ la frecvența industrială $f = 50$ Hz. Pentru tiristoarele rapide γ_{min} este neglijabil.

Așadar, condiția (3.26) trebuie corectată în lumina fenomenului analizat mai înainte. Dacă $\alpha + \lambda = 180°$, atunci $\gamma = 0 < \gamma_{min}$. În locul condiției (3.25) trebuie deci îndeplinită inegalitatea

$$\alpha + \lambda + \gamma_{min} < 180°, \qquad (3.26')$$

ceea ce reduce și mai mult la tiristoarele obișnuite domeniul de funcționare în regim de invertor. De aceea, *în practică valoarea maximă pentru unghiul* α *este de aproximativ 150°.*

Observația 1. În instalațiile pentru acționările reversibile cu funcționare continuă în patru cadrane, condiția $\alpha_1 + \alpha_2 = 180°$, cu restricția $\alpha_1, \alpha_2 < 150°$ conduce la concluzia $\alpha_1, \alpha_2 > 30°$.

Observația 2. Pentru aceleași instalații (fig. 3.15), chiar condiția $\alpha_1 + \alpha_2 = 180°$, intră în discuție, dacă se ia în considerație fenomenul de *comutație*. *În regimul de redresor*, tensiunea medie este micșorată în urma comutației, pe cînd în regimul de invertor, tensiunea medie este *mărită*. *Mai clar rezultă* lucrurile din comparația figurilor 3.23, *a* și *b*, în care s-a considerat $\lambda = 30°$ pentru ambele figuri. Dacă o primă instalație funcționează la $\alpha = 30°$, iar o a doua la $\alpha = 120°$ (cazurile din figură), atunci tensiunile medii sînt egale în valoare absolută, fiind posibilă funcționarea în antiparalel a celor două instalații, dar $\alpha_1 + \alpha_2 = 150°$ în acest caz.

Observația 3. Dacă condiția (3.26') nu este îndeplinită, atunci nu mai are loc preluarea în timp limită a curentului rotoric i_A de către un *tiristor (să-i zicem a)* de la cel care este deja aprins (să-i zicem *c*), în sensul că i_c se micșorează treptat, iar i_a crește treptat. Deoarece tiristorul *c nu* se *stinge*, *iar tiristorul a* se aprinde, această situație echivalează cu scurtcircuit între fazele *c* și *a*, constituind o situație de avarie a instalației și periclitînd viața tiristoarelor, dacă nu ar interveni protecția.

3.5. Dispozitivul de comandă pe grilă

În convertoarele cu tiristoare, fiecare element trebuie să primească un *impuls de curent de aprindere* pe grilă (poartă) cu caracteristici bine stabilite în ceea ce privește amplitudinea, durata, panta de creștere în timp, frecvența, *defazajul*. *În plus, dispozitivele* de comandă a aprinderii tiristoarelor mai pot îndeplini și alte funcțiuni. În cele ce urmează vom da unele detalii privind aceste *dispozitive*, care *au un rol* așa *de important* în funcționarea convertoarelor cu tiristoare. Pentru a fixa ideile, ne vom referi la un convertor trifazat cu redresarea unei singure alternanțe. În figura 3.24 se redă schema principială a ansamblului de comandă a tiristoarelor, în care se recunoaște transformatorul trifazat de forță *TF*, cele trei tiristoare, motorul, regulatorul R_I de curent, *șuntul* S_I *de măsură a curentului*, regulatorul R_Ω de viteză, tahogeneratorul *TG*, restul elementelor formînd ansamblul de comandă a tiristoarelor. Acest ansamblu cuprinde transformatorul de sincronizare *TS*, *dispozitivele DTR* de formare a tensiunilor de referință, dispozitivele *FI* de formare a impulsurilor, amplificatoarele *AE* de ieșire, dispozitivul *DPS* de protecție la scurtcircuit.

Transformatorul *TS* de sincronizare are drept rost de a produce la ieșire, pentru fiecare tiristor, în parte, tensiuni u_s sinusoidale sincronizate cu rețeaua de alimentare și avînd *originea în momentele* corespunzătoare lui $\alpha = 0$ pentru faza respectivă (momentul comutației naturale). În figura 3.25, *a* sînt arătate tensiunile de fază secundare ale transformatorului de forță *TF*, *în figura* 3.25, *b* se redă tensiunea de sincronizare u_{sa} pentru faza *a*, respectiv tensiunile u_{sb}, u_{sc}. Un transformator care redă un defazaj de 30° în urmă a tensiunii secundare u_{sa} în raport cu tensiunea primară u_a trebuie să aibă conexiunea triunghi-stea, ca cel din figura 3.24.

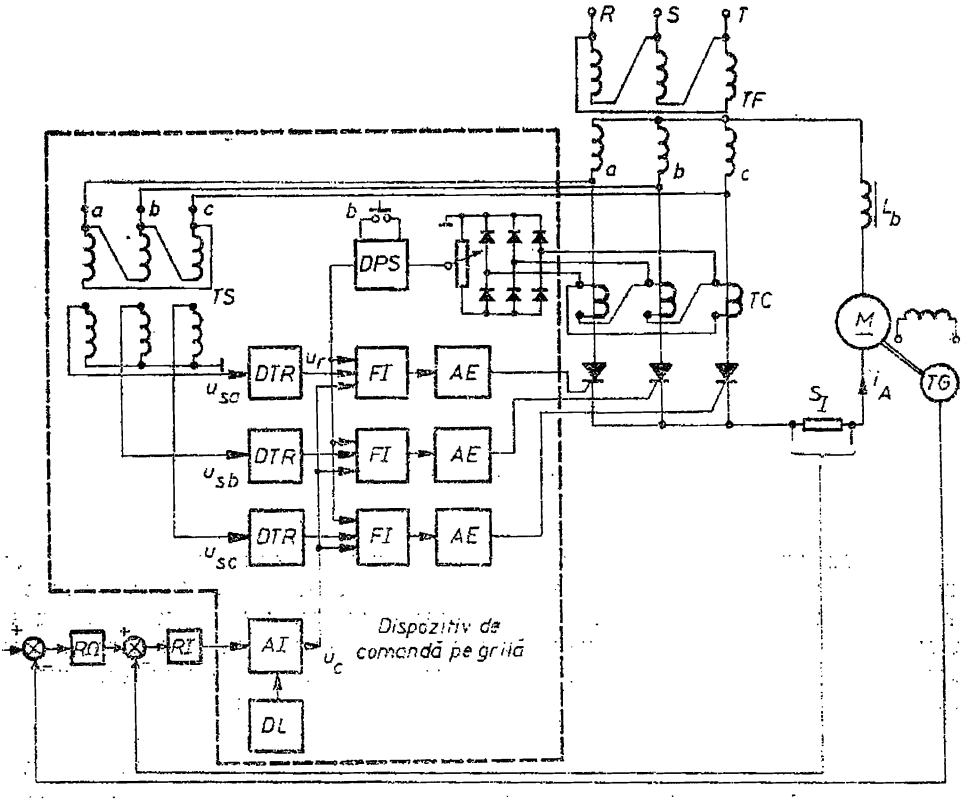


Fig. 3.24

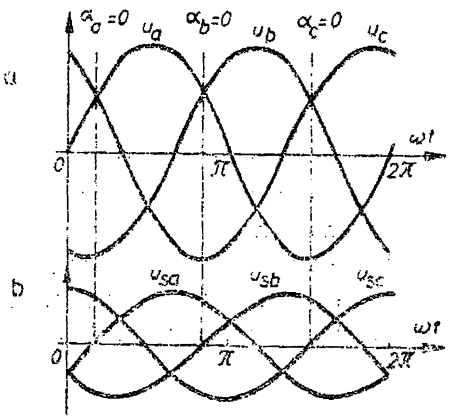


Fig. 3.25

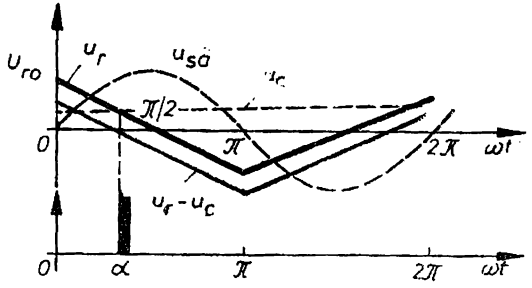
Dispozitivele *DTR* realizează respectiv pentru fiecare tiristor, în funcție de tensiunile de sincronizare, tensiuni de referință în dinți de ferăstrău (fig. 3.26, *a*) sau tensiuni cosinusoidale (fig. 3.26, *b*).

Pentru fiecare tiristor tensiunea de referință u_r se scade algebric cu tensiunea de comandă unică u_c luată în general în sistemele automate de la ieșirea regulatorului de curent, asupra căreia vom reveni ulterior. Tensiunea diferență $u_r - u_c$ se aplică respectiv la intrările dispozitivelor *FI* de formare a impulsurilor. Există multe variante pentru asemenea dispozitive. Vom descrie unul dintre ele și anume, cel din figura 3.27. Diferența semnalelor u_r și u_c se aplică pe baza tranzistorului T_1. Cît timp această sumă este pozitivă (fig. 3.28, *a*), tranzistorul conduce și potențialul u_{CT1} al colectorului său este practic nul (fig. 3.28, *b*). Din momentul $\omega t = \alpha$, diferența $u_r - u_c$ devine negativă și tranzistorul T_1 se blochează, potențialul u_{CT1} al colectorului devenind egal cu tensiunea U_0 a sursei (fig. 3.28, *b*). În această situație tranzistorul T_2 se saturează, potențialul emitorului său u_{ET2} crescînd brusc la valoarea U_0. Sub efectul creșterii bruște a tensiunii u_{ET2} condensatorul C se încarcă, curentul de încărcare i_{B3} trecînd prin baza tranzistorului T_3 (fig. 3.28, *c*), care se saturează pentru un scurt interval, cît durează încărcarea condensatorului. În acest interval, potențialul u_{CT3} de colector al tranzistorului T_3 devine nul (fig. 3.28, *d*), întreaga tensiune U_0 aplicîndu-se la bornele înfășurării primare a transformatorului T. Sub influența acestui puls de tensiune, curentul prin înfășurarea primară înregistrează și el un plus de scurtă durată, ceea ce provoacă inducerea unei t.e.m. în înfășurarea secundară. În acest fel apare tensiunea u_{T2} între poarta și catodul tiristorului (fig. 3.28, *e*). Dioda D_1 este necesară pentru a proteja tranzistorul T_1 în intervalul de timp cît diferența $u_r - u_c$ este negativă, altminteri această tensiune sumă ar solicita joncțiunea bază-emitor a tranzistorului. Dioda D_2 servește la descărcarea condensatorului C, iar dioda D_3 la scurtcircuitarea înfășurării primare a transformatorului T după ce pulsul de tensiune la bornele acesteia dispare (altminteri t.e.m. indusă la scăderea pulsului primar de curent se adaugă tensiunii U_0 și solicită tranzistorul T_3).

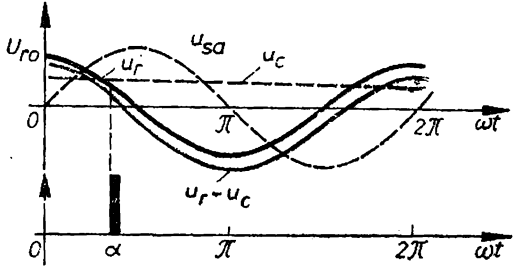
Evident, atunci cînd tensiunea de comandă u_c variază ca mărime și ca sens, diferența tensiunilor u_r și u_c devine negativă în alt moment α și pulsul de tensiune la ieșirea dispozitivului *FI* se deplasează.

Ieșirea dispozitivului de formare a pulsului se conectează, la convertoare mai puternice, cu intrarea unui amplificator *AE* (fig. 3.24), care au rolul de a amplifica în putere pulsul de tensiune la valoarea necesară tiristoarelor. Cu ajutorul unui transformator cu mai multe înfășurări secundare, se distribuie prin circuite complet separate același puls simultan pe mai multe tiristoare (1...4), cînd acestea funcționează simultan (serie sau paralel).

Așa cum s-a spus mai sus, dispozitivul de comandă pe grilă (*DCG*) mai poate îndeplini și unele funcții auxiliare, dintre care două sînt prezentate în figura 3.24. O primă funcție constă în suprimarea pulsurilor de aprindere a tiristoarelor în cazul apariției unui curent periculos pentru instalație (de scurtcircuit, de exemplu). Pentru aceasta se utilizează trei transformatoare de curent *TC* pe conductoarele ce leagă înfășurările secundare ale transformatorului de putere (forță) cu tiristoarele, care alimentează printr-un redresor



a



b

Fig. 3.26

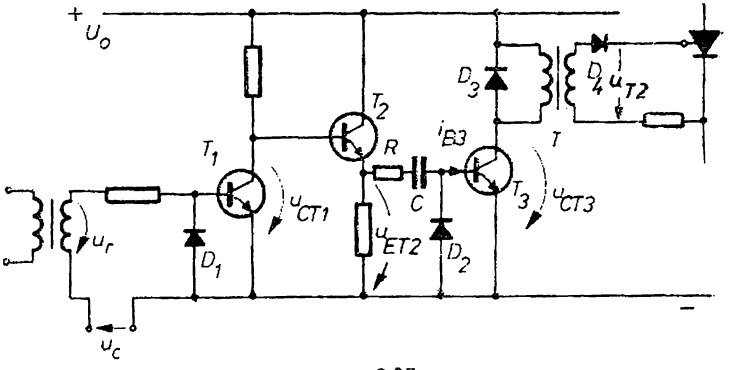


Fig. 3.27

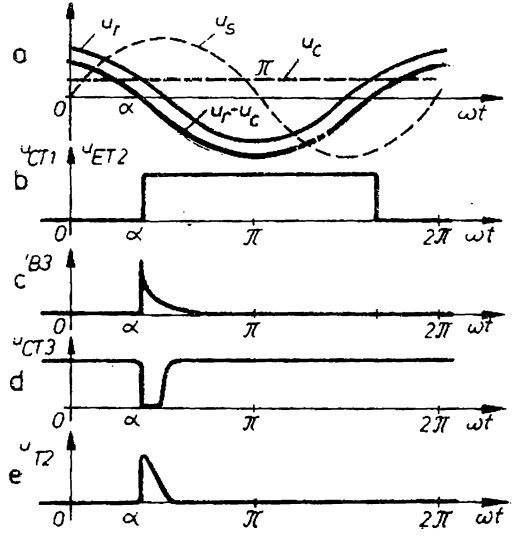


Fig. 3.28

un dispozitiv *DPS*, care sesizează orice supraintensitate periculoasă și blochează dispozitivele de formare a pulsurilor. Pentru ca acțiunea dispozitivului de protecție *DPS* să fie anihilată, un operator trebuie să acționeze butonul *b* (fig. 3.24).

O a doua funcție care poate fi realizată de dispozitivul *DCG* constă în limitarea unghiului α de întîrziere la aprindere a tiristoarelor la valori impuse de buna funcționare a schemei (de exemplu, pentru instalația din figura 3.24 α nu poate fi decît maximum 150° și nu 180°, așa cum s-a arătat în subcap. 3.4). În acest scop se utilizează dispozitivul *DL* din figura 3.24 care acționează asupra amplificatorului *AI* de ieșire din regulatorul de curent R_I și implicit asupra tensiunii de comandă u_c, limitînd valorile acesteia.

La instalațiile trifazate în punte, pentru pornire este necesar ca unul și același dispozitiv *DCG* să transmită simultan pulsuri de aprindere la două tiristoare de pe faze diferite. De exemplu, referindu-ne la figura 3.19, dacă dispozitivul *DCG* dă puls de aprindere numai tiristorului T_{a1}, curentul nu are pe unde să se închidă. Trebuie ca în același timp și tiristorul T_{b2} să primească comandă de aprindere. Deci dispozitivul *DCG* considerat dă în același timp comandă de aprindere la cele două tiristoare, T_{a1} și T_{b2} și tot așa, prin permutare și celelalte cinci dispozitive *DCG* cu care este prevăzută instalația.

Pentru studiul regimurilor dinamice prezintă interes funcția de transfer a ansamblului de comandă și a convertorului. Presupunînd în continuare o instalație trifazată de tiristoare, să stabilim relația dintre tensiunea de comandă și unghiul α de întîrziere la aprindere a tiristoarelor. Această relație depinde de forma tensiunii de referință u_r. Pentru dinți de ferăstrău (fig. 3.26, *a*) se poate scrie pentru frontul căzător al dintelui

$$u_r = U_{r0}\left(1 - \frac{2\omega t}{\pi}\right).$$

Precum se știe, în momentul $\omega t = \alpha$ diferența $u_r - u_c = 0$, iar apoi devine negativă și provoacă declanșarea pulsului de aprindere (fig. 3.28, *a*)

$$u_r - u_c = U_{r0}\left(1 - \frac{2\alpha}{\pi}\right) - u_c = 0,$$

adică

$$\alpha = \frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{u_c}{U_{r0}}\right),$$

ceea ce conduce la curba *a* din figura 3.29.

În cazul unei tensiuni u_r de formă cosinusoidală (fig. 3.26, *b*), rezultă

$$\alpha = \arccos\left(\frac{u_c}{U_{r0}}\right),$$

deci curba *b* din figura 3.29.

Pe de altă parte, tensiunea medie U_A la bornele motorului este funcție de unghiul α, conform relației (3.18)

$$U_A = U_{A0}\cos\alpha.$$

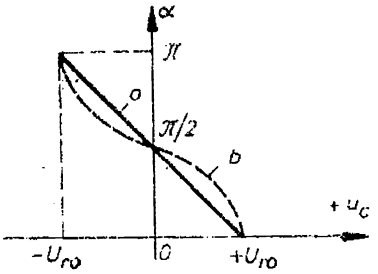


Fig. 3.29

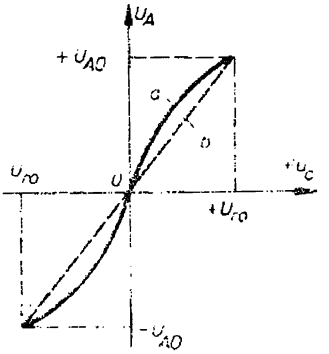


Fig. 3.30

Prin urmare, pentru tensiune de referință în formă de dinți de ferăstrău, relația dintre tensiunea de comandă u_c și tensiunea medie redresată U_A va fi

$$U_A = U_{A0} \cos\left[\frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{u_c}{U_{r0}}\right)\right] = U_{A0} \sin\left(\frac{\pi}{2}\frac{u_c}{U_{r0}}\right), \qquad (3.27)$$

ceea ce înseamnă o dependență neliniară (curba *a*, figura 3.30). Pentru tensiune de referință cosinusoidală, se obține

$$U_A = \frac{U_{A0}}{U_{r0}} u_c, \qquad (3.28)$$

ceea ce reprezintă o relație liniară (curba *b*, figura 3.30), situație evident mai avantajoasă.

Să remarcăm că relațiile (3.27) și (3.28) stabilite mai sus sînt valabile în regim staționar. În regim dinamic ele sînt de asemenea valabile, cu observația că trebuie luat în considerație un timp mort τ_μ introdus de tiristoare între momentul aplicării unei noi comenzi și momentul în care convertorul începe să funcționeze efectiv pe noua comandă (fig. 3.31). Pentru elucidarea acestui aspect să ne referim la figura 3.31, în care s-a notat cu α_a, α_b, α_c momentele cînd se aprindeau tiristoarele convertorului conforme vechii comenzi și cu α'_a, α'_b, α'_c momentele aprinderii conforme unei noi comenzi, de exemplu de micșorare a tensiunii redresate de la valoarea medie U_A la valoare U'_A. Printr-o săgeată neagră este reprezentat momentul cînd se dă noua comandă. Întîmplător acest moment poate fi după ce tiristorul T_a a primit deja impuls de aprindere conform vechii comenzi (fig. 3.31, *a*) sau înainte ca tiristorul T_a să primească impuls în concordanță cu vechea comandă (fig. 3.31, *b*). În primul caz, tiristorul T_a se aprinde conform vechii comenzi și, cînd primește din nou impuls de aprindere în clipa α'_a, el nu reacționează în nici un fel, deoarece se află în stare de conducție. În cazul al doilea, tiristorul T_a va primi impuls de aprindere la momentul α'_a, noua comandă fiind anterioară clipei α_a care ar fi corespuns vechii comenzi. Se remarcă faptul că în ambele cazuri se înregistrează un timp mort din clipa cînd se dă noua comandă și momentul cînd tensiunea instantanee u_a preia variația în timp corespunzătoare noii comenzi.

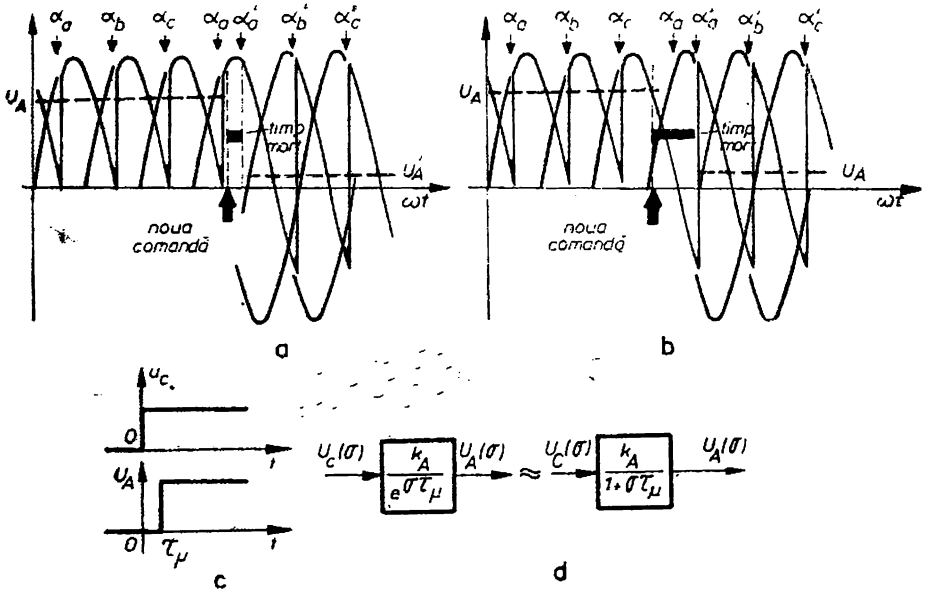


Fig. 3.31

Acest timp mort este deci aleatoriu, depinzînd de momentul cînd se dă comanda nouă în raport cu clipele cînd se aprinde tiristorul ce urmează a intra în funcțiune (imediat după noua comandă). Timpul mort minim este evident zero, iar timpul mort maxim coincide cu perioada pulsurilor tensiunii redresate, care este $\frac{1}{fm}$ (f fiind frecvența sursei de c.a., iar m numărul de pulsuri a tensiunii redresate pe perioada $T = \frac{1}{f}$). Făcînd media celor două valori extreme, timpul mort al convertorului se ia

$$\tau_\mu = \frac{1}{2fm}.$$

Prin urmare, dacă se cunoaște variația în timp a tensiunii de comandă u_c (fig. 3.31, *c*)

$$u_c = \begin{cases} u_c(t), & \text{pentru } t > 0, \\ 0, & \text{pentru } t \leqslant 0, \end{cases}$$

se poate scrie pentru tensiunea redresată U_A următoarea expresie

$$U_A = \begin{cases} k_A u_c(t - \tau_\mu), & \text{pentru } t > \tau_\mu. \\ 0 & \text{pentru } t \leqslant \tau_\mu \end{cases}$$

și deci imaginea sa Laplace va fi

$$U_A(\sigma) = \int_0^\infty k_A e^{-\sigma\tau}\, u_c(t - \tau_\mu)dt.$$

Să facem schimbarea de variabilă $t - \tau_\mu = \tau$; așadar,

$$U_A(\sigma) = \int_{-\tau_\mu}^\infty k_A e^{-\sigma\tau_\mu}\, e^{-\sigma\tau}\, u_c(\tau)d\tau =$$

$$= k_A e^{-\sigma\tau_\mu} \int_0^\infty e^{-\sigma\tau}\, u_c(\tau)d\tau = k_A e^{-\sigma\tau_\mu}\, U_c(\sigma).$$

Funcția de transfer a ansamblului element de comandă — element de execuție cu tiristoare va fi (fig. 3.31, *d*).

$$\frac{U_A(\sigma)}{U_c(\sigma)} = k_A e^{-\sigma\tau_\mu} = \frac{k_A}{e^{\sigma\tau_\mu}}.$$

Cu bună aproximație, deoarece τ_μ este foarte mic, de ordinul milisecundelor, se poate dezvolta numitorul în serie și prelua numai primii doi termeni, deci

$$\frac{U_A(\sigma)}{U_c(\sigma)} = \frac{k_A}{1 + \sigma\tau_\mu}.$$

Deci timpul mort τ_μ a fost echivalent cu o constantă de timp τ_μ.

Coeficientul de conversie k_A se deduce din expresiile (3.27) și (3.28). În cazul tensiunii de referință în dinți de ferăstrău, k_A este variabil (fig. 3.30) între valoarea maximă $\frac{\pi U_{A0}}{2U_{r0}}$ obținută pentru $u_c \approx 0$ și zero pentru valorile extreme ale tensiunii de comandă. În calcule se ia valoarea maximă. Pentru tensiunea de referință consinusoidală, $k_A = \frac{U_{A0}}{U_{r0}}$ este constant.

3.6. Convertoare statice c.c.-c.c. (choppere)

Dezvoltarea electronicii de putere a permis materializarea cu eficiență economică deosebită a unei idei mai vechi în ceea ce privește reglarea vitezei motoarelor de curent continuu, alimentate de la surse de curent continuu. Este vorba de metoda alimentării motorului cu o tensiune de forma unor pulsuri periodice de înălțime U_0 și de perioadă T date, durata pulsului t_a și corespunzător durata pauzei t_p fiind variabile (fig. 3.32, *a*, *b*).

Principial o asemenea tensiune se poate realiza cu ajutorul schemei din figura 3.32, *c*, care consistă dintr-un motor cu excitație independentă (poate fi și de alt tip), un întreruptor *a* care se închide și deschide cu perioada T, timpul de închidere fiind t_a. Dioda D este necesară pentru ca întreruperea curentului de către *a* să se facă cu arc electric cît mai redus, energia înmagazi-

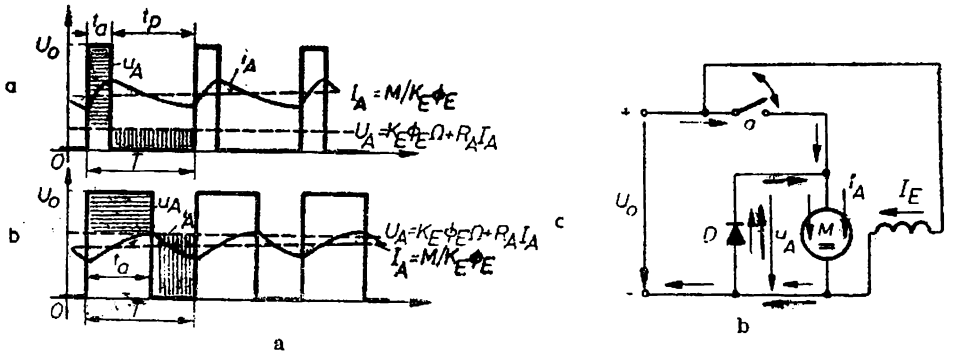


Fig. 3.32

nată în circuitul rotoric al motorului, cît timp a fost închis, întreținînd curentul i_A pe durata pauzei pe drumul oferit de dioda D (curentul în intervalul cînd a este închis este reprezentat prin săgeată neagră, iar în intervalul de pauză prin săgeată roșie în figura 3.32, *c*).

Precum se vede din figurile 3.32, *a*, *b* în care se reprezintă două situații pentru tensiunea u_A, care diferă prin durata pulsului, perioada fiind aceeași, în intervalul activ t_a curentul i_A crește, iar în intervalul de pauză curentul scade. Vom considera în cele ce urmează regimul de curent neîntrerupt (curentul se micșorează în intervalul de timp al pauzei, dar nu se anulează). În momentul cînd a se închide din nou, $i_A > 0$. De asemenea, vom considera că viteza Ω este practic constantă pe durata T.

În intervalul de timp t_a sînt valabile următoarele ecuații:

$$u_A = U_0 = Ri_A + L\frac{di_A}{dt} - e_0$$

$$e_0 = -k_E\Phi_E\Omega;$$

$$m = k_E\Phi_E i_A = m_s + J\frac{d\Omega}{dt}.$$

În intervalul de pauză t_p sînt valabile aceleași ecuații, cu diferența că $u_A = 0$, dioda scurtcircuitînd înfășurarea rotorică.

Făcînd media pe o perioadă $T = t_a + t_p$ a ecuațiilor de funcționare, rezultă:

$$U_A = RI_A + k_E\Phi_E\Omega, \qquad (3.29)$$
$$M = k_E\Phi_E I_A = M_s,$$

în care: U_A, I_A, M, M_s reprezintă valorile medii pe perioada T a tensiunii la borne, curentului rotoric, cuplului electromagnetic și respectiv a cuplului rezistent total. În mod evident, media pe o perioadă a tensiunii electromotoare de autoinducție este nulă,

$$\frac{1}{T}\int_0^T L\frac{di_A}{dt}\,dt = \frac{L}{T}\left[\int_0^{t_a} di_A + \int_{t_a}^{T} di_A\right] = 0,$$

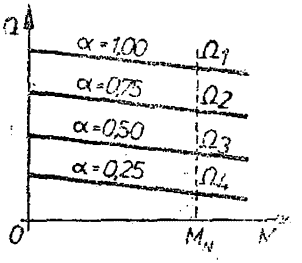


Fig. 3.33

deoarece în regim permanent în intervalul t_a curentul crește exact cu cît va scădea în intervalul t_p, valoarea curentului la sfîrșitul intervalului t_a fiind valoare inițială pentru intervalul t_p și invers. În consecință, abstracție făcînd de mica cădere de tensiune RI_A, condiția ariilor egale, demonstrată în cazul reglării vitezei cu ajutorul redresoarelor comandabile, este valabilă și în cazul acesta, așa cum se evidențiază în figurile 3.32, *a*, *b* prin hașuri de sensuri diferite.

Dar

$$U_A = \frac{1}{T}\int_0^T u_A dt = \frac{1}{T}\left[\int_0^{t_a} u_A dt + \int_{t_a}^T u_A dt\right] = \frac{t_a}{T} U_0;$$

notînd raportul $t_a/T = \alpha$ și denumind acest coeficient subunitar durata relativă a pulsului ($\alpha = 0 \ldots 1$), rezultă

$$U_A = \alpha U_0 = RI_A + k_E \Phi_E \Omega. \tag{3.30}$$

Prin urmare, conform acestei ultime relații, variind durata relativă a pulsului de tensiune se variază viteza unghiulară la flux de excitație constant.

Caracteristicile mecanice care se obțin în regim de curent neîntrerupt sînt prezentate în figura 3.33. Expresia analitică a unei caracteristici oarecare rezultă din relațiile (3.29), (3.30)

$$\Omega = \frac{\alpha U_0 - RI_A}{k_E \Phi_E} = \frac{\alpha U_0}{k_E \Phi_E} - \frac{R}{k_E^2 \Phi_E^2} M.$$

Este limpede din figură că la unul și același cuplu M, rezultă viteze unghiulare diferite în funcție de α. Cînd $\alpha = 1$, adică durata activă t_a devine egală cu perioada T a impulsurilor, atunci se obține regimul cunoscut de tensiune u_A perfect constantă, caracteristica mecanică fiind cea naturală, dacă în circuitul rotoric nu intervin rezistențe suplimentare.

În continuare, prezentăm în figura 3.34, *a* o schemă utilizînd elemente electronice de putere (mai precis tiristoare ; la puteri mai reduse se pot utiliza și tranzistoare) pentru a înlocui întreruptorul *a*. Această schemă prezintă de la bun început avantajul că, spre deosebire de un contactor obișnuit, nu are piese în mișcare și nici nu uzează „contactele", gradul de fiabilitate al schemei fiind foarte ridicat, cu toată frecvența ridicată a pulsurilor de tensiune pe care le realizează (50 — 2 000 Hz). Acest contactor este de fapt un convertor de curent continuu, el realizînd transformarea energiei electrice de curent continuu tot în energie de curent continuu, schimbînd valoarea tensiunii medii de la valoarea U_0 a sursei la valoarea $U_A = \alpha U_0$.

Schema cuprinde două tiristoare T_1 și T_2, primul fiind folosit pentru înlocuirea propriu-zisă a întreruptorului *a* din circuitul principal din figura 3.32 iar al doilea pentru a bloca după scurgerea intervalului de timp activ primul

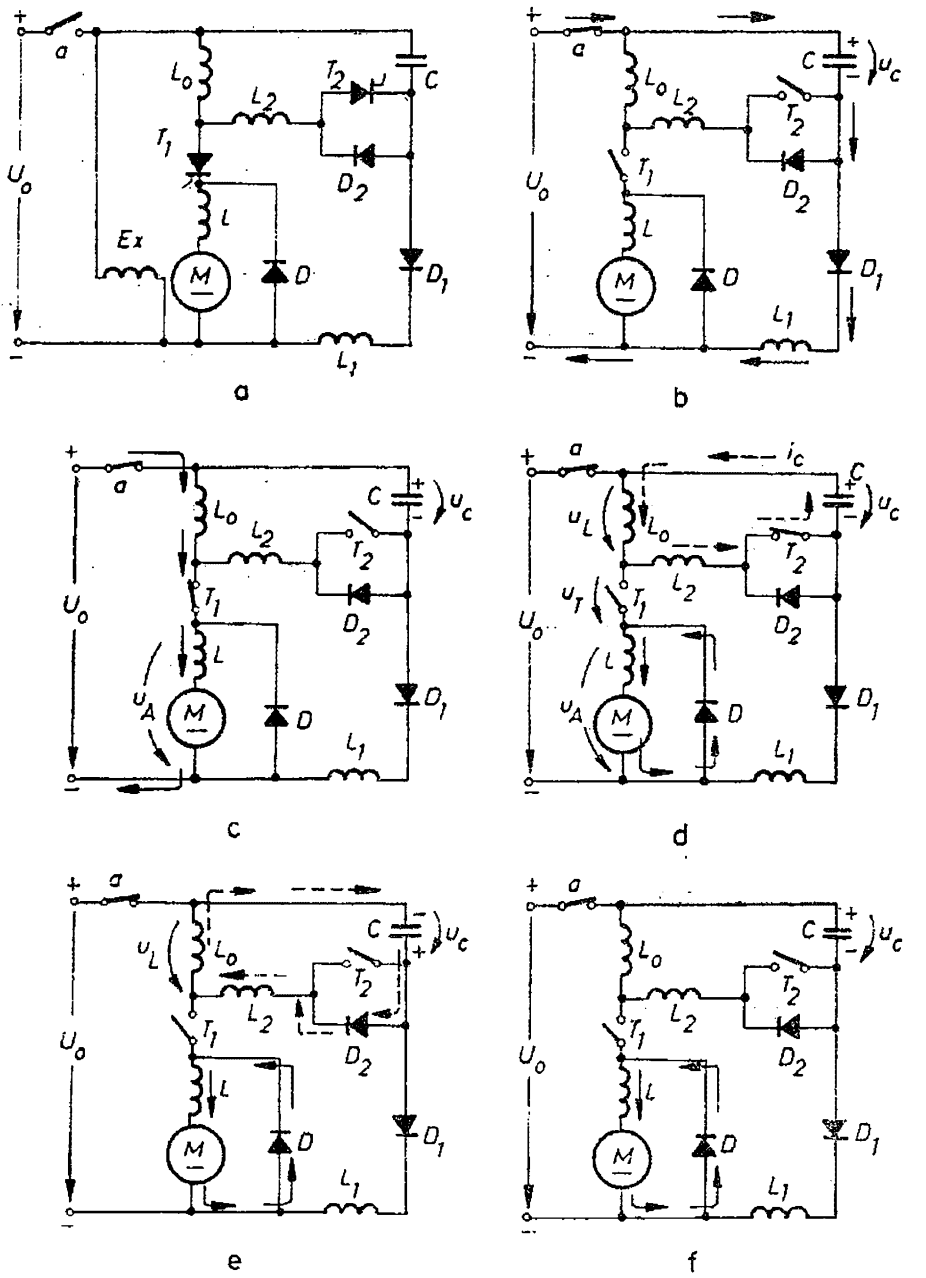


Fig. 3.34

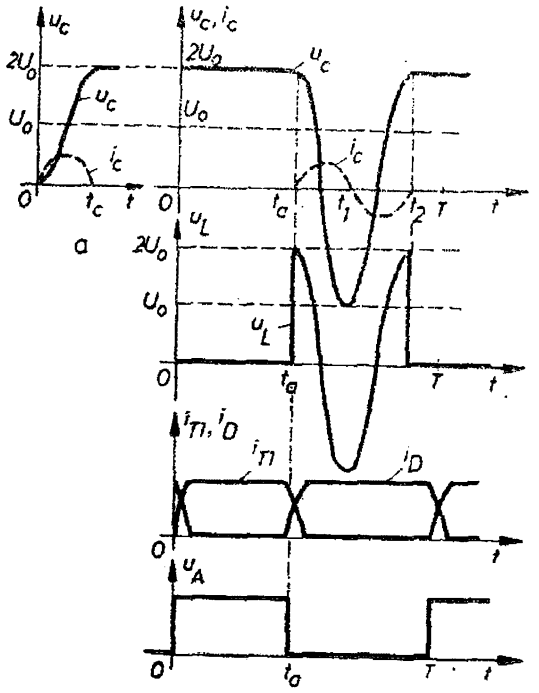


Fig. 3.35

tiristor (T_3 este deci un tiristor auxiliar). Schema mai conține două circuite oscilante care utilizează un condensator comun C și bobinele L_1, respectiv L_0 și L_2. În plus mai există diodele D_1 și D_2 utilizate pentru stingerea tiristoarelor principale, precum și dioda D necesară preluării curentului rotoric i_A atunci cînd T_1 se blochează. Un întreruptor a este folosit pentru a pune schema în stare de funcționare și a alimenta circuitul de excitație al motorului M.

Dacă a se închide, atunci este pus sub tensiunea U_0 a sursei circuitului oscilant C, L_1, calea curentului i_c de încărcare fiind evidențiată în figura 3.34, *b*. Notînd cu u_c tensiunea la bornele condensatorului C, se pot scrie următoarele ecuații:

$$U_0 = u_c + L_1 \frac{di_c}{dt},$$

$$i_c = C \frac{du_c}{dt},$$

din care se obține ecuația diferențială

$$U_0 = u_c + L_1 C \frac{d^2 u_c}{dt^2},$$

cu condițiile inițiale: pentru $t = 0$, $u_c = 0$; $i_c = \frac{du_c}{dt} = 0$. Prin integrare se găsește

$$u_c = U_0 - U_0 \cos \omega t,$$

$$i_c = \omega C U_0 \sin \omega t,$$

cu $\omega^2 = 1/L_1 C$, mărimile respective fiind reprezentate în figura 3.35, *a*. Așadar, curentul i_c pleacă de la valoarea zero, atinge maximul $\omega C U_0$, apoi scade și devine zero la momentul $\omega t_c = \pi$, rămînînd apoi la această valoare, deoarece dioda D_1 din calea sa se opune inversării sensului curentului. Condensatorul rămîne deci încărcat, tensiunea la bornele sale păstrînd valoarea atinsă în momentul $\omega t_c = \pi$, adică $2U_0$.

În această situație, se poate comanda aprinderea tiristorului principal T_1, ceea ce se și întîmplă în momentul considerat 0 în figura 3.35, *b*, evident ulterior încărcării condensatorului C la tensiunea $2U_0$. Dacă T_1 primește impuls de aprindere, sursa debitează curentul i_A prin înfășurarea rotorică a motorului (fig. 3.34, *c*). În ipoteza unui regim staționar, a unei constante mari de timp a circuitului rotoric și a unui cuplu rezistent important, curentul i_A este practic constant, iar tensiunea la bornele motorului egalează tensiunea sursei, $u_A = U_0$ (fig. 3.35, *e*). Condensatorul C rămîne încărcat, tiristorul T_2 este blocat, la fel și dioda D_2 aflată în paralel cu T_2.

În momentul t_a tiristorul auxiliar T_2 primește impuls de aprindere, închizînd circuitul oscilant C, L_0, L_2 prin care condensatorul se poate descărca, curentul de descărcare i_c avînd în prima alternanță sensul din figura 3.34, *d*. Ecuațiile circuitului oscilant sînt acum:

$$u_c = (L_0 + L_2)\frac{di_c}{dt},$$

$$i_c = -C\frac{du_c}{dt},$$

ceea ce conduce la ecuația diferențială

$$u_c + C(L_0 + L_2)\frac{d^2u_c}{dt^2} = 0,$$

cu condițiile inițiale: $t = t_a$; $u_c = 2U_0$; $i_c = 0$, obținîndu-se soluțiile:

$$u_c = 2U_0 \cos \omega'(t - t_a),$$

$$i_c = 2C\omega' U_0 \sin \omega'(t - t_a),$$

cu $\omega'^2 = 1/C(L_0 + L_2)$ și curbele din figura 3.35, *b*.

Tensiunea la bornele bobinei L_0 va fi

$$u_L = L_0\frac{di_c}{dt} = 2U_0\frac{L_0}{L_0+L_2}\cos \omega'(t - t_a)$$

și este reprezentată în figura 3.35, *c*, pentru cazul cînd $L_0 \gg L_2$. Această tensiune are în primele clipe după momentul t_a valori foarte apropiate de $2U_0$ și sensul din figura 3.34, *d*.

În esență, aprinderea tiristorului T_2 conduce la punerea în opoziție a celor două surse de energie din instalație: sursa propriu-zisă de tensiune la borne U_0 și condensatorul C de tensiune inițială la borne $2U_0$. Sursa de tensiune mai mare pentru moment, adică condensatorul, imprimă un curent de circulație între surse, care anulează rapid curentul prin tiristorul T_1, iar cînd acest curent a devenit zero, tiristorul T_1 se blochează, deconectînd înfășurarea rotorică de la sursa propriu-zisă, situație arătată în figura 3.34, *d*. Curentul i_A prin circuitul rotoric are însă posibilitatea să-și continue existența, datorită diodei D, care scurtcircuitează acest circuit și $u_A = 0$. Între timp condensatorul C continuă să se descarce (fig. 3.35, *b*), tensiunea la bornele sale devenind la un moment dat nulă, în care caz toată energia înmagazinată în cîmpul elec-

tric al condensatorului s-a transferat în cîmpul magnetic al bobinelor L_0 și L_2. Curentul i_c poate fi menținut în continuare în același sens, prin faptul că acum bobinele se descarcă, iar în momentul t_1 cînd i_c devine zero (fig. 3.35, *b*), condensatorul s-a încărcat în sens invers, tensiunea la bornele sale fiind însă $-2U_0$, iar tiristorul T_2 se blochează. Condensatorul se poate descărca acum prin intermediul diodei D_2, care permite trecerea curentului în sens invers (fig. 3.34, *e*) și încărcarea cu energie a bobinelor L_0 și L_2, pînă în momentul cînd u_c devine iar nul. Mai departe, curentul continuă în același sens permis de D_2 pînă cînd toată energia din bobine se transferă înapoi în condensatorul C, a cărui tensiune ajunge în momentul t_2 din nou la valoarea $+2U_0$. După aceea, oscilația nu mai este posibilă, condensatorul nu se mai poate descărca, curentul nemaiputînd trece prin dioda D_2, iar tiristorul T_2 fiind blocat. În momentul T ulterior lui t_2, se poate da din nou impuls de aprindere tiristorului principal T_1, fenomenele repetîndu-se.

Pentru ca schema prezentată să funcționeze într-adevăr conform descrierii de mai sus, trebuie ca $L_0 + L_2 \ll L_1$, adică $\omega' \gg \omega$ în care caz fenomenul oscilant produs la descărcarea condensatorului se petrece în foarte scurt timp, mult mai mic decît perioada T a pulsațiilor tensiunii u_d și decît timpul de încărcare t_e al condensatorului.

Convertorul static de curent continuu, cunoscut sub numele și de *chopper*, poate fi utilizat nu numai pentru reglarea vitezei motoarelor, ci și pentru frînare în regim de generator cu recuperarea energiei, în care situație energia cinetică a maselor în mișcare este transformată în energie electrică de curent continuu, care este redată sursei de tensiune U_0.

În principiu, în regimul de frînare cu recuperare, în decursul unui interval de timp t_a, energia electrică produsă de mașina electrică devenită generator este înmagazinată în cîmpul magnetic al înfășurării rotorice și al unei bobine auxiliare L_b, pentru ca în intervalul următor t_p această energie înmagazinată, plus cea suplimentară produsă momentan de generator, să fie transmisă sursei, după care fenomenele se repetă.

Schema de principiu pentru realizarea frînării cu recuperare este prezentată în figura 3.36, *a*, în care T_1 este un tiristor, D o diodă, iar L_b o bobină.

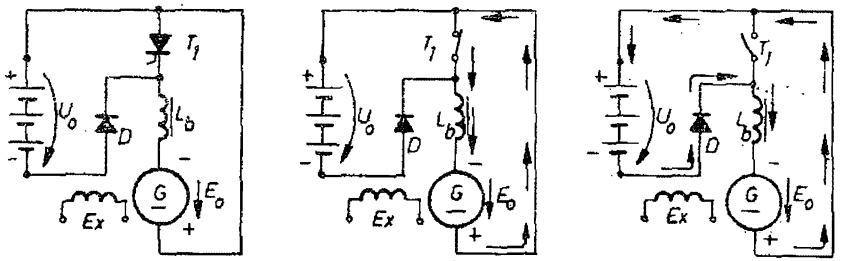


Fig. 3.36

Pe durata t_a tiristorul este aprins (fig. 3.36, *b*), în care caz, ecuația circuitului generator-tiristor-bobină este

$$E_0 = Ri_A + (L_b + L_{AA}) \frac{di_A}{dt}.$$

Presupunînd un regim staționar, cu $\Omega = \text{const}$ și $I_E = \text{const}$, în intervalul t_a curentul crește de la valoarea minimă $I_{A\,min}$ la valoarea maximă $I_{A\,max}$ și se încarcă cu energie atît bobina L_b cît și înfășurarea rotorică a generatorului. În cazul cînd se consideră $R \approx 0$, curentul i_A debitat de generator crește liniar (fig. 3.37, *a*) și

$$\int_0^{t_a} \frac{E_0}{L_b + L_{AA}} dt = \int_0^{t_a} di_A,$$

adică

$$\frac{E_0}{L_b + L_{AA}} t_a = I_{A\,max} - I_{A\,min}. \tag{3.31}$$

În momentul t_a, tiristorul T_1 este blocat cu ajutorul unui circuit auxiliar care nu este prezentat în schema de principiu din figura 3.36, *a*. Noul drum al curentului i_A este acum cel din figura 3.36, *c*, în care caz sursa U_0 se încarcă, existînd un transfer de energie din cîmpul magnetic al bobinei L_b și al înfășurării rotorice ca și direct din circuitul rotoric al generatorului spre sursa de tensiune $U_0 > E_0$. Ecuația circuitului este acum

$$E_0 - U_0 = Ri_A + (L_b + L_{AA}) \frac{di_A}{dt},$$

și cum $U_0 > E_0$, rezultă evident $\frac{di_A}{dt} < 0$, adică curentul i_A înregistrează o scădere în timp. Din integrarea ecuației de mai sus rezultă ($R \approx 0$)

$$\int_{t_a}^{T} \frac{E_0 - U_0}{L_b + L_{AA}} dt = \int_{t_a}^{T} di_A.$$

În regim staționar, valoarea curentului i_A la sfîrșitul perioadei T este chiar valoarea din momentul inițial, adică $I_{A\,min}$ (fig. 3.37, *a*), și deci

$$\frac{E_0 - U_0}{L_b + L_{AA}} t_p = I_{A\,min} - I_{A\,max}. \tag{3.32}$$

Din expresiile (3.31) și (3.32) se obține relația

$$E_0 t_a = (U_0 - E_0) t_p,$$

ceea ce corespunde în figura 3.37, *a* egalității ariilor hașurate. Ultima relație se mai poate scrie și altfel, ținînd seama că $t_a + t_p = T$ și că $t_a/T = \alpha$, α fiind durata relativă a funcționării tiristorului T_1:

$$E_0 = k_E \Phi_E \Omega = U_0 \frac{t_p}{T} = U_0(1 - \alpha).$$

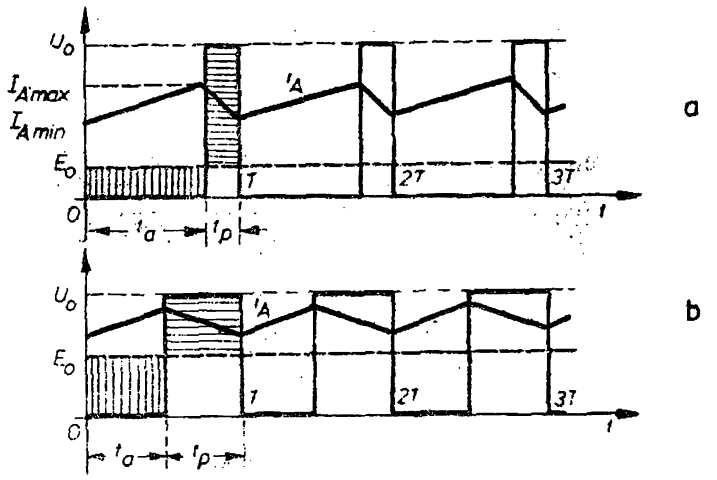


Fig. 3.37

Pe de altă parte, cuplul electromagnetic mediu produs de generator este

$$M = \frac{E_0 I_a}{\Omega} = k_E \Phi_E I_A.$$

Acesta reprezintă un cuplu rezistent, de frînare. Aşadar, schema din figura figura 3.36, *a* se poate utiliza pentru a frîna o instalaţie oarecare cu recuperarea energiei, cuplul de frînare dictînd valoarea medie a curentului debitat de maşina electrică, iar durata relativă a funcţionării tiristorului impunînd viteza unghiulară. Variind α de la 0 la 1, se frînează instalaţia respectivă treptat. În figura 3.37, *b*, $\alpha = 0{,}5$, în care caz E_0 este relativ mare şi la fel Ω. În figura 3.37, *a*, $\alpha = 0{,}8$ viteza unghiulară scăzînd sensibil, cuplul electromagnetic de frînare fiind acelaşi.

Trecerea de la schema 3.34, pentru regimul de motor, la schema 3.36, pentru regimul de frînă ca generator cu recuperarea energiei, se poate face pe cale electronică sau prin contactoare. În figura 3.38 se reprezintă o schemă valabilă pentru ambele regimuri utilizînd comutaţia electronică. Tiristorul T_1 este cel care realizează tensiunea în pulsuri (T_1 este deci tiristorul-chopper) pentru ambele regimuri, pe cînd tiristoarele T_M şi T_G au perioade de conducţie numai într-unul din cele două regimuri ale maşinii electrice, presupusă de data aceasta a fi cu excitaţie serie. Cînd maşina este utilizată ca motor, tiristorul T_M este aprins, iar T_G stins. Curentul urmează calea următoare: sursa U_0, tiristorul T_1, bobina L_b şi excitaţia Ex, dioda D_M, rotor, tiristorul T_M, sursă, pentru perioada activă ; pentru perioada de pauză, curentul are următorul drum: rotor, tiristorul T_M, dioda D, bobina L_b şi excitaţia Ex, dioda D_M, rotor. În celălalt regim, de generator, cu acelaşi sens al t.e.m. induse E_0 ca şi în regim anterior, curentul în perioadă activă de acumulare de energie are calea următoare: rotor, dioda D_G, tiristorul — chopper T_1, bobina L_b şi

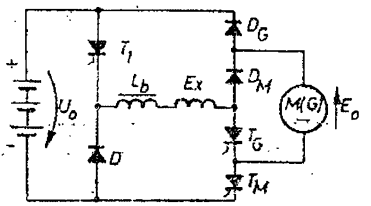


Fig. 3.38

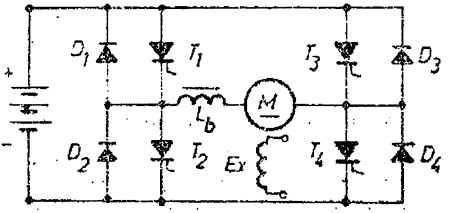


Fig. 3.39

excitația Ex, tiristorul (auxiliar) T_G (T_M este stins), rotor ; în perioada de încărcare a sursei U_0, curentul schimbă drumul : rotor, dioda D_G, sursa, dioda D, bobina L_b și excitația Ex, tiristorul T_G, rotor. Curentul prin excitație este deci mereu în același sens, în schimb curentul prin rotor schimbă de sens la trecerea din regimul de motor în cel de generator (frînare recuperativă), ceea ce înseamnă că și cuplul electromagnetic își modifică sensul.

În figura 3.39 este redată schema principială a unei instalații tip chopper pentru comanda unui motor cu excitație separată reversibil, cu frînare recuperativă (deci cu funcționare în cele patru cadrane ale planului Ω, M). Pentru sensul stînga, în regimul de motor, în perioada activă funcționează tiristorul — chopper T_1 și tiristorul auxiliar T_4, iar pentru perioada de pauză tiristorul T_4 și dioda D_2. Pentru același sens, la frînarea recuperativă, pentru perioada de acumulare de energie, funcționează tiristorul — chopper T_2 și dioda D_4, iar pentru perioada de recuperare a energiei : diodele D_1 și D_3. Pentru sensul dreapta, în regimul de motor sînt utilizate tiristorul — chopper T_3 și tiristorul T_2, respectiv tiristorul T_4 și dioda D_1 pentru cele două perioade respective. La frînarea ca generator cu recuperare se utilizează tiristorul chopper T_1 și dioda D_3, respectiv diodele D_3 și D_2.

Datorită faptului că tiristoarele sînt mai puțin rapide, frecvența pulsurilor de tensiune nu depășește 1 000 Hz, în schimb puterile atinse de convertoare pot fi deosebit de mari, chiar mii de kilowați. La puteri mici și mijlocii (pînă la zeci de kilowați) și tensiuni pînă la 300 V se pot utiliza cu mai mare succes tranzistoarele de putere, care nu necesită circuite de stingere și care permit frecvențe de ordinul a 1 000—10 000 Hz pentru pulsurile de tensiune.

Rezumînd cele prezentate mai înainte, se constată că utilizarea convertorului static de curent continuu pentru reglarea vitezei motoarelor prezintă avantajul important al variației tensiunii medii aplicate la bornele motorului, sursa de alimentare avînd tensiune constantă. În acest fel viteza se modifică, fără pierderi de energie, spre deosebire de metoda care utilizează o rezistență variabilă înseriată între sursa de curent continuu și înfășurarea rotorică.

Această metodă de reglare a vitezei prin tensiune în pulsuri (prin chopper) se aplică cu succes în acționările locomotivelor, tramvaielor, troleibuzelor, în acele acționări în care unica sursă este o baterie de elemente galvanice sau o baterie de acumulatoare și, practic fără concurență, în acționarea automobilului electric. Schema electrică permite și recuperarea energiei în perioadele de frînare, ceea ce mărește sensibil performanțele ei, îndeosebi în aplicațiile cu dese frînări (cum se întîmplă la electrovehicule).

3.7. Comportarea motoarelor de curent continuu alimentate de la convertoare statice

Motoarele de c.c. utilizate în sistemele de acționări cu convertoare cu semiconductoare prezintă unele particularități funcționale cu repercusiuni asupra construcției, datorită tensiunii și curentului ondulat. Vom face o succintă trecere în revistă a acestor aspecte particulare.

Precum se știe tensiunea u_A aplicată circuitului rotoric, obținută la ieșirea unui convertor cu semiconductoare, nu este constantă în timp nici în regim staționar, ea înregistrează pulsații în jurul valorii medii U_A. Înfășurarea rotorică are o anumită rezistență R_A și o inductivitate proprie L_{AA} (care include de fapt și inductivitățile înfășurărilor polilor auxiliari și de compensare a reacției magnetice, înfășurări înseriate cu cea rotorică). Constanta de timp a circuitului rotoric L_{AA}/R_A se dovedește a fi relativ foarte mică, încît curentul i_A prezintă și el pulsații relativ importante în jurul valorii medii I_A. În afară de acest fenomen, la curenți I_A reduși, la viteze reduse, apare și fenomenul de curent întrerupt, ceea ce conduce la pulsații și mai ample în jurul valorii medii. Pentru a limita aceste pulsații, pentru a reduce cît mai mult zona de curent întrerupt în caracteristica mecanică a motorului, se intercalează în circuitul rotoric bobine de inducție, denumite uneori de șoc sau de netezire, care introduc o inductivitate suplimentară L_b și măresc artificial constanta de timp rotorică $\tau_A = (L_{AA} + L_b)/R_A$. S-a arătat că, dacă inductivitatea totală a circuitului rotoric ar fi practic infinită, curentul i_A este practic lipsit de pulsații, fiind constant în timp. Evident, o bobină de inductivitate L_b foarte mare este nu numai voluminoasă dar și foarte scumpă. În consecință, în practică se admite o oarecare pulsare a curentului i_A în jurul valorii medii, pentru a rezulta o bobină de șoc economică. Curentul instantaneu va fi deci de forma

$$i_A(t) = I_A + \sum_{\nu=1}^{\infty} I_{Am}^{(\nu)} \sin(\nu_m \omega t + \varphi_\nu),$$

în care ν reprezintă ordinul armonicii, m numărul de pulsuri ale tensiunii redresate u_A pe o perioadă a rețelei de c.a. și ω pulsația acestei rețele, $I_{Am}^{(\nu)}$ — amplitudinea armonicii ν, φ_ν — faza inițială a armonicii ν. Curentul i_A arată că în figura 3.40.

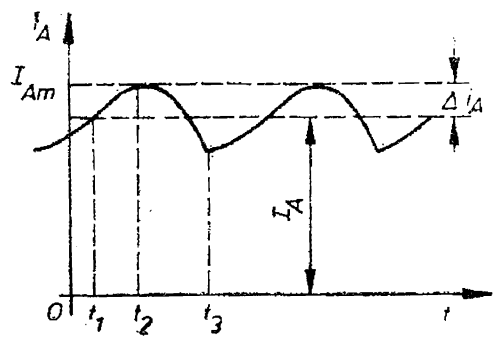


Fig. 3.40

Se numește *coeficient de ondulație* a curentului i_A mărimea

$$w = \frac{\sqrt{\frac{1}{2}\sum_{\nu=1}^{\infty} I_{Am}^{(\nu)2}}}{I_A},$$

adică raportul dintre valoare efectivă a curentului alternativ supra-

pus peste componenta continuă I_A și această componentă. Acest coeficient de ondulație a curentului se poate defini și în funcție de coeficientul de formă k_f

$$k_f = \frac{\sqrt{I_A^2 + \frac{1}{2}\sum I_{Am}^{(\nu)2}}}{I_A} = \frac{I_{Aef}}{I_A}$$

definit ca raportul dintre valoarea efectivă a curentului i_A și valoarea medie. Prin urmare

$$k_f^2 = 1 + w^2.$$

Acest coeficient de ondulație w este o măsură a gradului de pulsație a curentului i_A. Din nefericire, coeficientul variază la unul și același convertor, în funcție de unghiul de întîrziere α la aprinderea tiristoarelor și de variația inductivității suplimentare L_b. Această inductivitate se calculează astfel ca la curentul minim admis, de exemplu 0,1 I_{AN}, să fie asigurat regimul de curent neîntrerupt.

Evident, dacă numărul m de pulsuri pe perioada rețelei de c.a. de alimentare a convertorului este mai mare, atunci la aceeași I_A, coeficientul w de ondulație a curentului este mai redus. Astfel, se explică tendința de a se recurge, îndeosebi la puteri mai însemnate, la puntea trifazată ($m = 6$), în locul punții monofazate ($m = 2$). Explicația este simplă, la m mai mare, pulsația m a primei armonici a curentului i_A este mai mare, reactanța oferită de bobină $m\omega L_b$, de asemenea, mai ridicată ca valoare și deci amplitudinea $I_{Am}^{(1)}$ mai redusă, la aceeași amplitudine a tensiunii aplicate $U_{Am}^{(1)}$, (pe lîngă faptul că la m mai mare, și $U_{Am}^{(1)}$ este mai mic).

În general, coeficientul w de ondulație admis la sarcina nominală (U_{AN}, I_{AN}) este cuprins între limitele 0,10 și 0,20.

Ondulația curentului i_A are drept o primă consecință mărirea pierderilor Joule în înfășurarea rotorică,

$$P_J = R_A I_{Aef}^2 = R_A k_f^2 I_A^2 = R_A I_A^2 (1 + w^2),$$

pierderile suplimentare fiind proporționale cu w^2. În realitate, pierderile Joule sînt încă sporite și prin efectul curenților turbionari produși în conductoarele din crestătură de către armonicile curentului i_A.

O altă consecință a ondulației curentului i_A este mărirea curentului de comutație. Frecvența de comutație la colector este în general mai mare decît frecvența pulsațiilor curentului. În consecință, curentul într-o secție oarecare a înfășurării rotorice variază în decursul comutației între limite de valori diferite, după momentul cînd are loc această comutație. De exemplu, dacă

ne referim la figura 3.40, în secția care comută în jurul momentului t_1 curentul va varia de la $+I_A$ la $-I_A$. Pentru secția care comută în jurul momentului t_2 curentul va varia însă de la valoarea $+I_{Am}$ la $-I_{Am}$, I_{Am} fiind valoarea maximă a curentului i_A. Cum $I_{Am} > I_A$, comutația secției în jurul momentului t_2 va fi mai dificilă, t.e.m. de autoinducție în secție va fi în medie mai mare și la fel t.e.m. indusă prin cîmpul de reacție. Așadar, comutația este influențată nu de valoarea medie I_A a curentului i_A, ci de valoarea maximă pe care acesta o înregistrează în decursul unei perioade a pulsației sale. Cu cît ondulația va fi mai importantă, cu atît I_{Am} depășește mai mult pe I_A și comutația devine mai dificilă. Cum ondulația depinde de unghiul α de întîrziere la aprindere a tiristoarelor ca și de numărul m, rezultă că și comutația va fi diferită în funcție de α la același curent mediu I_A.

Dar comutația la colector poate fi îmbunătățită prin intervenția polilor auxiliari. Dacă curentul de comutație crește, va crește automat și acțiunea polilor auxiliari, aceasta dacă circuitul magnetic al acestora nu este saturat, ceea ce va rezolva complet problema comutației. Prin urmare, circuitul polilor auxiliari nu trebuie să fie saturat nici chiar la valoarea limită I_{Al} impusă pentru curentul i_A în decursul proceselor tranzitorii. De obicei, $I_{Al} = (1{,}5 - 3)I_{AN}$. Pentru aceste valori, printr-o proiectare adecvată, se poate realiza, relativ ușor, nesaturarea circuitului polilor auxiliari, în dauna dimensiunilor mașinii (care vor crește). La unele mașini de c.c., la care timpul de răspuns trebuie să fie foarte redus, forțarea realizată prin curentul i_A, în procesele tranzitorii este foarte puternică, putînd atinge $5I_{AN}$ și chiar $10I_{AN}$ (motoare pentru avansul mașinilor-unelte), ceea ce ridică probleme deosebit de delicate în respectarea condiției de nesaturare a polilor auxiliari. Se recurge atunci la alt tip constructiv de motor de c.c. (cu rotor disc sau cu rotor în formă de pahar, cu conductoare implantate sau imprimate în material izolant de permeabilitate μ_0 în care caz comutația se ușurează sensibil, v. subcap. 8.1).

Comutația se complică la curenți care depășesc sensibil curentul nominal și prin faptul că reacția magnetică a indusului devine foarte puternică, deformează cîmpul sub pol și face ca la o muchie a acestuia cîmpul să fie mult mai intens decît în gol (la același curent de excitație), ceea ce provoacă creșterea importantă a valorii maxime a t.e.m. induse într-o secție. Acest fenomen se petrece cînd secția se află în preajma zonei de comutație, zonă care este ionizată. T.e.m. indusă în secție solicită izolantul dintre două lamele vecine și dacă zona respectivă este ionizată, pericolul de arc electric între lamele crește. Se impune deci utilizarea unei înfășurări de compensare a reacției magnetice, fapt care complică construcția mașinii și îi mărește prețul. Majoritatea mașinilor de c.c. utilizate în sisteme automate de acționări electrice sînt prevăzute cu înfășurări de compensare. Această înfășurare asigură la

curent i_A un cîmp rezultant în întrefier nedeformat, practic identic cu cel produs de înfăşurarea de excitaţie la gol. În acelaşi timp, înfăşurarea de compensare, acţionînd din punct de vedere magnetic în sens opus înfăşurării rotorice, conduce la micşorarea aparentă a inductivităţii L_{AA} a circuitului rotoric, care are efecte negative (bobina de şoc va avea o inductivitate mai mare).

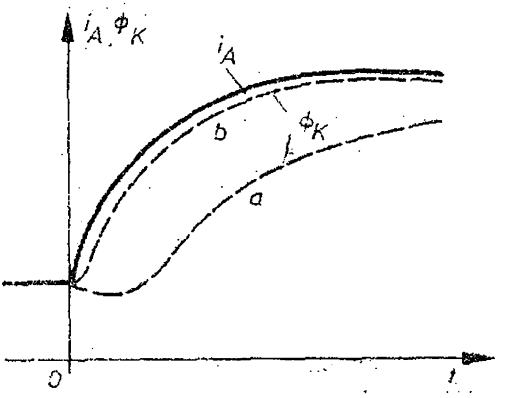


Fig. 3.41

În aprecierea fenomenului de comutaţie mai trebuie să se ţină seama şi de efectul curenţilor turbionari induşi în cazurile cînd curentul i_A are variaţii rapide în timp. Aceşti curenţi turbionari se opun acestei variaţii rapide şi cauzează o comutaţie necorespunzătoare. În figura 3.41 se arată cum variază fluxul util Φ_k al unui pol auxiliar, atunci cînd curentul i_A înregistrează o creştere rapidă în timp. Se vede că, în cazul unui circuit magnetic statoric realizat din material masiv, fluxul Φ_k (curba *a*) nu urmăreşte variaţia curentului i_A, din cauza curenţilor turbionari deosebit de intenşi. În consecinţă, în secţiile în comutaţie, la variaţii rapide ale curentului i_A, nu mai are loc o compensare automată a t.e.m. de autoinducţie, datorită reacţiei şi, respectiv, datorită polului auxiliar, chiar dacă circuitul magnetic nu este deloc saturat, (t.e.m. de autoinducţie depinde în medie de i_A, la fel t.e.m. indusă de cîmpul de reacţie, în timp ce t.e.m. indusă de polul auxiliar depinde de Φ_k). Dacă însă circuitul magnetic statoric este realizat din tole izolate între ele, aşa cum este realizat miezul rotoric, efectul curenţilor turbionari este sensibil redus şi Φ_k practic urmăreşte curentul i_A (curba *b*). În această situaţie comutaţia nu ridică nici un fel de probleme.

În mod uzual, la maşinile cu stator din tole şi înfăşurare de compensare se poate ajunge la viteze admisibile de variaţie în timp pentru i_A de ordinul $(100-200)I_{AN}$/s. Dacă maşina nu are înfăşurare de compensare, se admite $(70-140)I_{AN}$/s.

Se poate afirma că, în ciuda fenomenelor negative prezentate mai sus, maşina de curent continuu se poate realiza în mod corespunzător pentru a face faţă tuturor exigenţelor impuse de sistemele moderne de acţionări electrice.

La maşinile utilizate în sisteme reglabile cu gamă mai mare de 1 : 3 de variaţie a vitezei, apare dificultatea răcirii maşinii la vitezele reduse. În acest caz se renunţă la autoventilaţie şi se foloseşte ventilaţia independentă: un ventilator acţionat de un motor independent de c.a. asigură un debit constant de aer pentru răcirea maşinii de c.c., indiferent de viteza la care aceasta funcţionează.

Pentru sistemele automate de acționări electrice de c.c., constructorii de mașini electrice realizează motoare care au tahogeneratorul încorporat într-un capăt al arborelui rotoric. Se evită astfel un cuplaj între motor și tahogenerator, cuplaj care ar putea introduce erori.

De mare importanță în regimurile tranzitorii este momentul de inerție al motorului, care în cele mai multe cazuri reprezintă componenta principală a inerției unui sistem de acționări. Pentru a se reduce acest moment, constructorii renunță la geometria clasică a mașinilor electrice și realizează mașini de diametru mai mic, dar mai lungi (momentul J depinde de puterea a patra a diametrului și numai de puterea întîi a lungimii).

Date fiind aceste particularități funcționale, marii constructori de mașini electrice realizează serii de motoare de c.c. de construcție specială, adecvată utilizării în sisteme automate de acționări electrice. Asemenea mașini se construiesc în R. S. România la Întreprinderea de mașini electrice — București și Electroputere — Craiova.

4

TRANSFORMATOARE ELECTRICE

Transformatorul electric este un aparat care realizează o modificare a parametrilor (tensiune, curent, număr de faze) energiei electrice de curent alternativ în scopul adaptării energiei la caracteristicile funcționale ale diferiților consumatori.

Se poate afirma că fără transformatoare utilizarea energiei electrice la scara zilelor noastre ar fi fost de neînchipuit. Transformatorul electric permite transmisia energiei electrice la distanțe foarte mari cu randamente înalte, grație utilizării tensiunilor ridicate la sute de kilovolți. Prin stații de transformare în trepte energia electrică este apoi distribuită la parametrii necesari fiecărui consumator mare sau mic, industrial sau casnic.

Transformatoarele electrice joacă un rol important și în acționările electrice. Le-am întîlnit deja, sub forma monofazată sau trifazată, în schemele din capitolul precedent.

Transformatorul electric prezintă importanță și din punct de vedere teoretic. Bazîndu-se, ca și mașinile electrice de c.a., pe legea inducției electromagnetice, el stă la baza teoriei tuturor acestor mașini.

4.1. Elementele constructive de bază ale transformatorului electric

Transformatorul electric poate fi mono, bi-, tri- sau *m*-fazat, în funcție de rețeaua de alimentare și de cerințele consumatorului. Cel mai simplu dintre acestea este desigur cel monofazat. Transformatorul electric monofazat

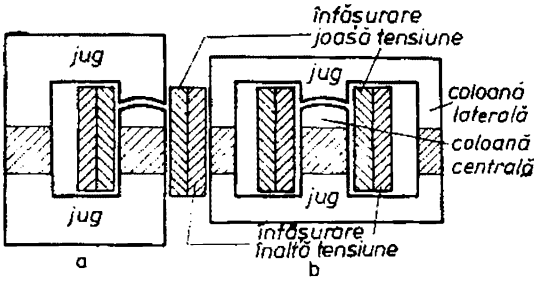


Fig. 4.1

de putere (utilizat în sistemele de acționări sau instalațiile energetice) are următoarele elemente constructive de bază :

— miezul magnetic ;

— înfășurările primară și respectiv secundară ;

— cuva, dacă transformatorul este scufundat în ulei.

Vom da o scurtă descriere a elementelor constructive de bază ale transformatorului electric monofazat.

Miezul magnetic. Miezul magnetic servește ca drum de închidere a fluxului principal al transformatorului. La transformatoarele de putere utilizate la frecvență industrială, miezul magnetic este construit din tole de oțel electrotehnic aliat cu siliciu ($\approx 4\%$), cu o grosime a tolelor de 0,35 mm, izolate între ele cu lac. Utilizarea tolelor de oțel aliat cu siliciu asigură reducerea simțitoare a pierderilor în fier.

Miezul magnetic al transformatorului monofazat prezintă două variante constructive, prezentate în figurile 4.1, *a* și *b*. Miezul magnetic are două părți principale : coloanele și jugurile. La transformatoare monofazate de putere aparentă sub 500 VA, tola se taie dintr-o bucată cu ajutorul unei prese, avîndu-se grijă de a se realiza o tăietură într-o coloană, pentru a se putea introduce înfășurările transformatorului. Strîngerea tolelor la asemenea transformatoare se realizează prin nituri, iar secțiunea transversală a jugurilor sau coloanelor este un pătrat sau un dreptunghi.

La transformatoarele monofazate de putere mai mare, pentru a se realiza o mai rațională utilizare a foilor de tablă din care se taie tolele necesare miezului, coloanele și jugurile se taie separat (fig. 4.2). Acest lucru ușurează și introducerea înfășurărilor și realizarea miezului. Strîngerea tolelor în pachet compact se realizează prin buloane izolate față de tole și șaibe nemagnetice de presare sau prin înfășurare cu chingă de bumbac. Secțiunea transversală a coloanelor și jugurilor în acest caz poate fi mai complicată decît un pătrat sau dreptunghi, pentru a se asigura o mai bună înscriere într-un cerc, în scopul micșorării dimensiunilor transversale la o suprafață dată (fig. 4.2).

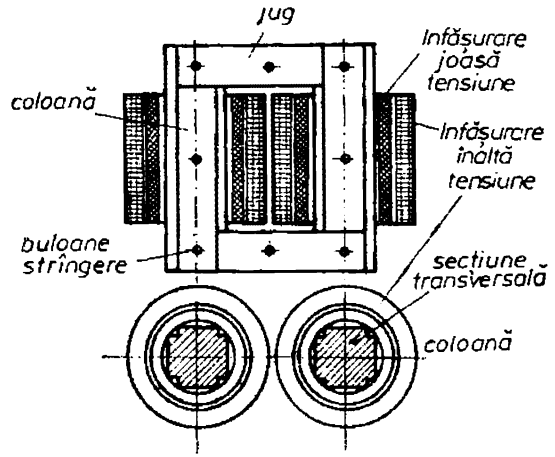


Fig. 4.2

Înfășurările transformatorului monofazat. După poziția reciprocă a celor două înfășurări ale transformatorului se deosebesc două tipuri de înfășurări:

— *înfășurări concentrice* (fig. 4.2), mai exact înfășurări cilindrice coaxiale, înfășurarea de joasă tensiune fiind de diametru mediu mai mic, iar înfășurarea de înaltă tensiune înconjurînd pe cea de joasă tensiune, cele două înfășurări extinzîndu-se pe toată înălțimea coloanei;

— *înfășurări alternate* (fig. 4.3), în care pe înălțimea unei coloane alternează părți din înfășurarea de joasă tensiune cu părți din înfășurarea de înaltă tensiune.

Înfășurările constau din spire circulare realizate din conductoare izolate de cupru sau aluminiu. Înfășurările se izolează între ele (prin zone de aer sau straturi izolatoare din diferite materiale — preșpan, polivinil etc.) și față de coloane și juguri.

În cele ce urmează vom considera numai înfășurări concentrice care au o mai mare utilizare, dat fiind tehnologia mai simplă. De asemenea, vom presupune totdeauna că cele două înfășurări au același sens în înfășurare.

Cuva. Din punctul de vedere al modului de răcire, transformatoarele se împart în mai multe categorii. Se deosebesc:

— *transformatoare uscate*, cu răcire naturală sau artificială la care înfășurările se află în aer liber (construcție larg utilizată îndeosebi pentru unități sub 1 kVA)

— *transformatoare în ulei cu răcire naturală*, la care miezul magnetic și înfășurările sînt cufundate într-o cuvă umplută cu ulei (construcție utilizată curent în seara 1-1 000 kVA);

— *transformatoare în ulei cu răcire artificială* în exterior cu aer sau cu circulație artificială și răcire artificială a uleiului (construcție utilizată la foarte mari puteri).

Cuva transformatoarelor în ulei se realizează din tablă de oțel (fig. 4.4). Cuva are de obicei (la puteri mai mari de 100 kVA) o serie de ondule exterioare sau de țevi pe părțile frontale, în scopul măririi suprafeței de răcire.

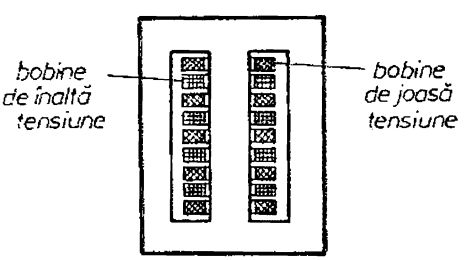


Fig. 4.3

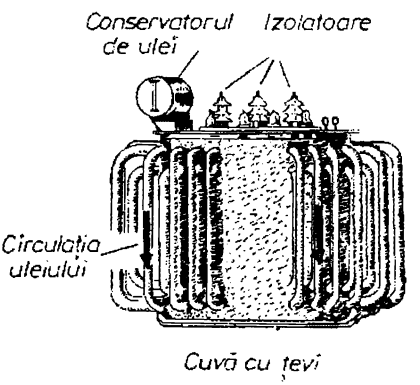


Fig. 4.4

Uleiul din cuvă joacă un rol important atît prin calităţile izolatoare mult mai bune decît ale aerului, cît şi prin îmbunătăţirea răcirii înfăşurărilor. Pentru asigurarea permanentă a umplerii cuvei cu ulei, pe capacul cuvei se află un vas umplut în parte, de asemenea, cu ulei, care preia totodată şi variaţiile de volum ale uleiului datorite variaţiei temperaturii de funcţionare. Acest vas se numeşte *conservator de ulei.*

Pe capacul cuvei se fixează şi *izolatoarele de trecere* a conductoarelor care stabilesc legătura între înfăşurările transformatorului şi reţele exterioare. De obicei, izolatoarele sînt realizate din porţelan, avînd dimensiuni şi forme care depind de tensiunea de funcţionare a înfăşurării pe care o deserveşte.

4.2. Cîmpul magnetic de excitaţie şi de reacţie în transformatorul electric. Ecuaţiile funcţionale. Schema echivalentă

4.2.1. Cîmpul magnetic

Funcţionarea transformatorului se bazează pe legea inducţiei electromagnetice, şi anume a inducţiei mutuale între două circuite imobile unul faţă de celălalt. În figura 4.5 este reprezentată schema principială a unui transformator monofazat. Să presupunem că cele două înfăşurări au acelaşi sens de înfăşurare pe coloană şi au bornele de început A, respectiv a şi bornele de sfîrşit X, respectiv x. Dacă la bornele AX se aplică o tensiune oarecare u_1 a unei reţele electrice de curent alternativ, înfăşurarea AX — denumită *înfăşurare primară* — va absorbi un curent i_1 de la reţeaua electrică de alimentare şi va produce un cîmp magnetic ale cărui linii de cîmp se vor înlănţui şi cu cealaltă înfăşurare — denumită *înfăşurare secundară.* Prin urmare, spirele înfăşurării secundare vor fi străbătute de un flux fascicular creat de curentul primar. Acest flux fascicular este variabil în timp, ca şi curentul i_1. În consecinţă, în spirele înfăşurării secundare se va induce o t.e.m. şi va apărea o anumită tensiune la bornele ax ale înfăşurării. Tensiunea aceasta poate fi mai mare sau mai mică, în funcţie şi de numărul de spire ale înfăşurării secundare. Dacă la bornele ax este legat un receptor de curent alternativ, atunci circuitul secundar este închis, şi sub acţiunea t.e.m. induse, înfăşurarea secundară va fi străbătută de un curent i_2, iar la bornele receptorului tensiunea ia valoarea u_2. În consecinţă, transformatorul absoarbe prin înfăşurarea primară puterea $u_1 i_1$ de la reţeaua de alimentare şi cedează puterea $u_2 i_2$ pe la bornele înfăşurării secundare. Aşadar, transformatorul schimbă valoarea

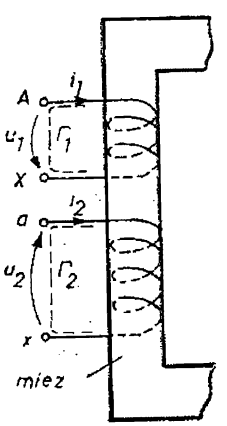


Fig. 4.5

tensiunii u_1 a rețelei de alimentare în valoarea u_2, care convine receptorului conectat la bornele înfășurării secundare a transformatorului, fără să schimbe, atunci cînd se va face abstracție de pierderi, valoarea puterii cerută de receptor.

Dacă w_1 este numărul de spire al înfășurării primare, atunci $w_1 i_1$ reprezintă solenația primară instantanee care produce un *cîmp magnetic de excitație*. Dacă w_2 reprezintă numărul de spire ale înfășurării secundare și dacă presupunem transformatorul în sarcină, atunci există și o solenație secundară instantanee $w_2 i_2$ care produce un cîmp suplimentar, numit *cîmp de reacție*. Cele două cîmpuri se suprapun într-un *cîmp magnetic rezultant*, produs evident de solenația rezultantă $w_1 i_1 + w_2 i_2$.

Datorită saturației magnetice nu se poate ști ce proporție din inducția magnetică într-un punct oarecare al cîmpului rezultant este produsă de solenația primară și ce proporție este produsă de solenația secundară, fiindcă suprapunerea efectelor nu este posibilă.

Totuși, urmărind spectrul liniilor unitare ale cîmpului magnetic rezultant (fig. 4.6), putem stabili unele concluzii importante. Astfel, observăm că liniile de cîmp se pot împărți în trei categorii: *a*) linii de cîmp cuprinse în întregime în miezul magnetic al transformatorului și care se înlănțuie cu ambele înfășurări pe care le vom denumi linii ale *cîmpului magnetic util*; *b*) linii de cîmp care se închid parte prin miezul magnetic, parte prin aer și care se înlănțuie numai cu spirele înfășurării primare, pe care le vom denumi linii ale *cîmpului magnetic de dispersie a înfășurării primare în raport cu înfășurarea secundară*; *c*) linii de cîmp care se închid parte prin miezul magnetic, parte prin aer și care sînt înlănțuite numai cu spirele înfășurării secundare, denumite linii de cîmp ale *cîmpului magnetic de dispersie a înfășurării secundare în raport cu înfășurarea primară*.

Liniile cîmpului util dau prin secțiunea transversală a miezului magnetic fluxul fascicular Φ_μ. Acest flux se înlănțuie și cu cele w_1 spire ale înfășurării primare și cu cele w_2 spire ale înfășurării secundare, dînd niște fluxuri totale $\psi_{u1} = w_1 \Phi_\mu$, respectiv $\psi_{u2} = w_2 \Phi_\mu$. Evident, liniile cîmpului util sînt datorite solenației rezultante $w_1 i_1 + w_2 i_2$, așa cum rezultă imediat din aplicarea legii circuitului magnetic de-a lungul unei linii de cîmp util (curba Γ' din figura 4.6). Solenația corespunzătoare acestei linii de cîmp este evident suma solenațiilor primară și secundară. În consecință, atît fluxul Φ_μ este direct dependent de solenația rezultantă, cît și fluxurile totale ψ_{u1} și ψ_{u2} corespunzătoare celor două înfășurări ale transformatorului. Evident, din cauza

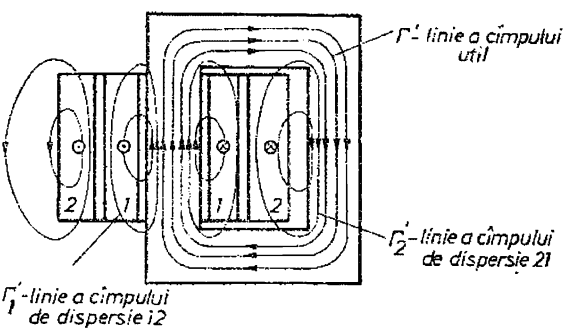


Fig. 4.6

saturației miezului magnetic, fluxurile totale în cîmpul util ψ_{u1} și ψ_{u2} nu sînt funcții liniare de solenația care le produce.

Liniile cîmpului de dispersie a înfășurării primare în raport cu înfășurarea secundară se închid parte prin aer, parte prin miez. Dacă analizăm reluctanța unui tub de forță oarecare al acestui cîmp, remarcăm că reluctanța lui totală este suma între reluctanța porțiunii din aer și reluctanța porțiunii din miezul magnetic. Reluctanța porțiunii din aer este constantă, indiferent de intensitatea cîmpului magnetic. Reluctanța porțiunii cuprinse în miezul magnetic este variabilă o dată cu starea de saturație a miezului. Însă, chiar în situația unei saturații relativ pronunțate a miezului magnetic, reluctanța porțiunii din miez reprezintă cîteva miimi, maximum cîteva sutimi din reluctanța porțiunii din aer a tubului de forță considerat. În consecință, reluctanța tubului considerat se reduce, cu o eroare cu totul neînsemnată, la reluctanța porțiunii sale din aer, care nu este afectată de saturația miezului magnetic. Evident, liniile cîmpului de dispersie a înfășurării primare în raport cu înfășurarea secundară sînt datorite numai solenației primare, așa cum rezultă din aplicarea legii circuitului magnetic de-a lungul unei linii oarecare a cîmpului de dispersie considerat (curba Γ_1', din figura 4.6). Aceste linii conduc la un anumit flux total $\psi_{\sigma 12}$ de dispersie al înfășurării primare în raport cu înfășurarea secundară. Din cele studiate mai sus a rezultat că reluctanța tuturor tuburilor de forță care definesc acest flux este constantă (reluctanța porțiunii din aer a tubului), neafectată de starea de saturație a miezului magnetic. În consecință, fluxul total $\psi_{\sigma 12}$ depinde de solenația primară $w_1 i_1$, fiind proporțional cu ea.

Evident, acest flux $\psi_{\sigma 12}$ este relativ mic ca amplitudine în raport cu fluxul ψ_{u1}, dat fiind faptul că miezul magnetic avînd permeabilitate mult mai ridicată decît aerul atrage marea majoritate a liniilor unitare ale vectorului inducției magnetice rezultante.

În mod cu totul analog, definim fluxul total de dispersie $\psi_{\sigma 21}$ al înfășurării secundare în raport cu înfășurarea primară.

Așadar, înfășurarea primară este străbătută de un flux total

$$\psi_1 = \psi_{u1} + \psi_{\sigma 2} = w_1 \Phi_\mu + \psi_{\sigma 2},$$

iar înfășurarea secundară de fluxul total

$$\psi_2 = \psi_{u2} + \psi_{\sigma 21} = w_2 \Phi_\mu + \psi_{\sigma 21}.$$

4.2.2. Ecuațiile funcționale în regim dinamic

Să stabilim acum ecuațiile funcționale ale transformatorului monofazat. Pentru început vom presupune că pierderile în fierul miezului magnetic sînt neglijabile și că miezul este nesaturat. Vom putea face astfel apel la inductivitățile proprii și mutuale, L_{11}, L_{12}, $L_{12} = L_{21}$, ale celor două înfășurări. Vom presupune, de asemenea, că cele două înfășurări cuplate mag-

netic au același sens de înfășurare pe coloană. Înfășurarea primară va fi considerată receptoare, sensurile pozitive ale curentului primar i_1 și a tensiunii primare fiind indicate în figura 4.5 și fiind asociate conform regulii de la circuite receptoare. Înfășurarea secundară este considerată generatoare de energie. Ea va avea același sens pozitiv pentru curentul i_2 ca și înfășurarea primară (deci, fluxurile celor două înfășurări se vor aduna) și sensul pozitiv de tensiune secundară u_2 asociat conform regulii de la circuite generatoare (fig. 4.5).

Fie Γ_1 un contur închis care pleacă de la borna A, continuă prin interiorul conductorului înfășurării primare pînă la borna X și se închide prin aer între bornele X și A în lungul unei linii a tensiunii la borne u_1. Sensul de parcurgere a conturului Γ_1 coincide cu sensul pozitiv al curentului i_1. Să aplicăm legea inducției electromagnetice în lungul conturului Γ_1. Se obține (R_1 fiind rezistența înfășurării):

$$R_1 i_1 - u_1 = - L_{11} \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} - L_{12} \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}.$$

Fie acum un contur Γ_2 care pleacă de la borna a secundară în lungul curentului i_2 prin interiorul conductorului, ajungînd la borna x și închizîndu-se între x și a în lungul unei linii a tensiunii secundare u_2. Legea inducției electromagnetice aplicată în lungul conturului Γ_2 va da următorul rezultat:

$$R_2 i_2 + u_2 = - L_{22} \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} - L_{21} \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t},$$

în care R_2 este rezistența înfășurării.

Ordonînd termenii din cele două ecuații precedente, se obține sistemul de ecuații diferențiale cu coeficienți constanți valabil pentru orice regim al transformatorului, inclusiv regimurile tranzitorii:

$$\begin{aligned} u_1 &= R_1 i_1 + L_{11} \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + L_{12} \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}, \\ - u_2 &= R_2 i_2 + L_{22} \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} + L_{21} \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}, \\ u_2 &= R i_2 + L \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C} \int i_2 \, \mathrm{d}t, \end{aligned} \tag{4.1}$$

ultima ecuație reprezentînd legătura dintre tensiune și curentul înfășurării secundare impusă de receptorul conectat la bornele secundare, receptor avînd parametrii R, L, C.

Sistemul (4.1) poate fi modificat, introducînd în locul inductivităților L_{11}, L_{22}, $L_{12} = L_{21}$ un alt set de inductivități derivate care să facă legătura cu fluxurile utile și de dispersie evidențiate mai înainte (fig. 4.5).

Pentru aceasta vom scădea și adăuga la prima ecuație termenul $\frac{w_1}{w_2} L_{12} \frac{di_1}{dt}$ și la a doua ecuație termenul $\frac{w_2}{w_1} L_{21} \frac{di_2}{dt}$, w_1, w_2 fiind numerele de spire ale înfășurărilor primară, respectiv secundară. Se obține astfel:

$$\begin{aligned} u_1 &= R_1 i_1 + \left(L_{11} - \frac{w_1}{w_2} L_{12}\right) \frac{di_1}{dt} + \frac{L_{12}}{w_2} \frac{d}{dt} (w_1 i_1 + w_2 i_2) \\ -u_2 &= R_2 i_2 + \left(L_{22} - \frac{w_1}{w_2} L_{21}\right) \frac{di_2}{dt} + \frac{L_{21}}{w_1} \frac{d}{dt} (w_1 i_1 + w_2 i_2). \end{aligned} \tag{4.2}$$

Să urmărim semnificația termenilor din paranteze. Evident, $L_{11} i_1$ reprezintă flux total în raport cu înfășurarea *1*, produs numai de înfășurarea *1*, atît cel înlănțuit cu spirele proprii (de dispersie) cît și cel înlănțuit și cu spirele proprii și cu spirele secundare (util, căci realizează cuplajul magnetic între înfășurări).

Pe de altă parte, fluxul $L_{12} i_1$ reprezintă prin definiție fluxul total în raport cu cele w_2 spire în serie ale înfășurării *2*, dar produs de înfășurarea *1*. Mărimea $\frac{L_{12}}{w_2} i_1$ va reprezenta fluxul care trece atît printr-o spiră secundară cît printr-o spiră primară, produs numai de înfășurarea *1*, deci care trece prin miezul feromagnetic. Mărimea $\frac{w_1}{w_2} L_{12} i_1$ va reprezenta fluxul total în raport cu cele w_1 spire ale înfășurării *1* produs numai de înfășurarea *1*, care trece și prin înfășurarea *2*.

Prin urmare, diferența $L_{11} i_1 - \frac{w_1}{w_2} L_{12} i_1 = \left(L_{11} - \frac{w_1}{w_2} L_{12}\right) i_1$ reprezintă flux total în raport cu cele w_1 spire ale înfășurării *1*, produs numai de înfășurarea *1*, care nu trece prin înfășurarea *2*. Deci această diferență reprezintă exact fluxul de dispersie $\psi_{\sigma 12}$ al înfășurării primare în raport cu înfășurarea secundară, evidențiat în figura 4.6:

$$\left(L_{11} - \frac{w_1}{w_2} L_{12}\right) i_1 = \psi_{\sigma 12} = L_{\sigma 12} i_1;$$

în care: (4.3)

$$L_{\sigma 12} = L_{11} - \frac{w_1}{w_2} L_2$$

reprezintă *inductivitatea de dispersie a înfășurării primare în raport cu înfășurarea secundară.* Această inductivitate, care este o combinație a inductivităților clasice L_{11}, L_{12}, prezintă avantajul că nu este afectată de starea de saturație a circuitului magnetic, deși L_{11} și L_{12} sînt fiecare în parte variabile odată cu starea de saturație.

În mod analog se definește o *inductivitate de dispersie a înfășurării secundare în raport cu înfășurarea primară:*

$$L_{\sigma 21} = L_{22} - \frac{w_2}{w_1} L_{21} \tag{4.4}$$

și deci fluxul de dispersie secundar va fi

$$\psi_{\sigma 21} = L_{\sigma 21} i_2.$$

Să trecem acum la expresia $w_1 i_1 + w_2 i_2$. Ea reprezintă solenația rezultantă (curentul total) al ambelor înfășurări într-un regim oarecare de funcționare a transformatorului. Vom nota această solenație rezultantă astfel:

$$w_1 i_1 + w_2 i_2 = w_1 i_\mu, \tag{4.5}$$

i_μ fiind așa-numitul *curent de magnetizare* al transformatorului. Prin definiție deci acest curent reprezintă acel curent care străbătînd numai spirele primare în număr w_1 produce o solenație exact egală cu solenația rezultantă într-un regim oarecare.

Să analizăm semnificația fizică a ultimului termen din ecuația întîi din sistemul (4.2). Așa cum s-a văzut, mărimea $\frac{w_1}{w_2} L_{12} i_1$ reprezintă flux total în raport cu înfășurarea *1*, produs de *1*, care se înlănțuie și cu spirele înfășurării *2*, deci este util. Mărimea $L_{12} i_2$ reprezintă prin definiție flux total în raport cu spirele înfășurării *1*, dar care este produs de înfășurarea *2* fiind de asemenea util. Suma

$$\frac{w_1}{w_2} L_{12} i_1 + L_{12} i_2 = \frac{L_{12}}{w_2} (w_1 i_1 + w_2 i_2) = \psi_{u1} = w_1 \Phi_\mu$$

reprezintă tocmai fluxul util total înlănțuit cu spirele înfășurării *1*, prin care se realizează cuplajul magnetic între cele două înfășurări (fig. 4.6).

Ținînd seama de relația (4.5) putem deci scrie:

$$w_1 \Phi_\mu = \frac{L_{12}}{w_2} (w_1 i_1 + w_2 i_2) = \frac{w_1}{w_2} L_{12} i_\mu = L_\mu i_\mu. \tag{4.6}$$

în care:

$$L_\mu = \frac{w_1}{w_2} L_{12} \tag{4.7}$$

este prin definiție *inductivitatea utilă sau de magnetizare* în raport cu înfășurarea primară. Fiind legată de inductivitatea mutuală L_{12}, ea va fi afectată de starea de saturație a circuitului magnetic, spre deosebire de inductivitățile de dispersie.

În mod analog, termenul final din ecuația a doua (4.2) se poate scrie sub forma:

$$\frac{L_{21}}{w_1} (w_1 i_1 + w_2 i_2) = \psi_{u2} = w_2 \Phi_\mu = \frac{w_2}{w_1} L_\mu i_\mu.$$

În acest fel, sistemul (4.1) după artificiul de calcul (4.2) capătă o nouă formă în care inductivitățile L_{11}, L_{22}, $L_{12} = L_{21}$ s-au înlocuit cu inductivitățile $L_{\sigma 2}$, $L_{\sigma 2I}$, L_μ. Dacă toate inductivitățile proprii și mutuale erau afectate de starea de saturație a circuitului magnetic, acum saturația va influența comportarea transformatorului, dacă este luată în considerație, numai prin inductivitatea de magnetizare L_μ. Deci,

$$u_1 = R_1 i_1 + L_{\sigma 12}\frac{di_1}{dt} + L_\mu \frac{di_\mu}{dt} = R_1 i_1 + L_{\sigma 12}\frac{di_1}{dt} + w_1 \frac{d\Phi_\mu}{dt};$$

$$-u_2 = R_2 i_2 + L_{\sigma 21}\frac{di_2}{dt} + \frac{w_2}{w_1} L_\mu \frac{di_\mu}{dt} = R_2 i_2 + L_{\sigma 21}\frac{di_2}{dt} + w_2 \frac{d\Phi_\mu}{dt};$$

$$w_1 i_1 + w_2 i_2 = w_1 i_\mu; \qquad (4.8)$$

$$w_1 \Phi_\mu = L_\mu i_\mu;$$

$$u_2 = R i_2 + L\frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C}\int i_2\, dt.$$

Înlocuirea inductivităţilor L_{11}, L_{22}, $L_{12} = L_{21}$ prin inductivităţile $L_{\sigma 12}$, $L_{\sigma 21}$, L_μ înseamnă evident înlocuirea t.e.m. de autoinducţie şi inducţie mutuală prin *t.e.m. datorite dispersiilor,*

$$e_{\sigma 12} = -L_{\sigma 12}\frac{di_1}{dt}; \quad e_{\sigma 21} = -L_{\sigma 21}\frac{di_2}{dt}. \qquad (4.9)$$

şi *t.e.m. utile* primare, respectiv secundare

$$e_{\mu 1} = -w_1 \frac{d\Phi_\mu}{dt} = -L_\mu \frac{di_\mu}{dt}; \quad e_{\mu 2} = -w_2 \frac{d\Phi_\mu}{dt} = -\frac{w_2}{w_1} L_\mu \frac{di_\mu}{dt}. \qquad (4.10)$$

De remarcat faptul că acelaşi flux fascicular util Φ_μ induce t.e.m. utilă atît în înfăşurarea primară cît şi în cea secundară şi că aceste t.e.m. stau exact în raportul numerelor de spire:

$$\frac{e_{\mu 1}}{e_{\mu 2}} = \frac{w_1}{w_2}, \qquad (4.11)$$

relaţie de bază în teoria transformatorului.

4.2.3. Ecuaţiile funcţionale în regim staţionar. Schema echivalentă. Diagrama de fazori

Să presupunem acum că tensiunea primară u_1 este o mărime pur sinusoidală în timp şi că se ia în consideraţie regimul cvasistaţionar. În consecinţă, se poate folosi reprezentarea în complex a mărimilor sinusoidale în timp şi deci sistemul (4.8) se rescrie în acest caz astfel:

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + jX_{\sigma 12}\underline{I}_1 - \underline{E}_{\mu 1};$$

$$-\underline{U}_2 = R_2 \underline{I}_2 + jX_{\sigma 21}\underline{I}_2 - \underline{E}_{\mu 2};$$

$$w_1 \underline{I}_1 + w_2 \underline{I}_2 = w_1 \underline{I}_\mu; \qquad (4.12)$$

$$\underline{E}_{\mu 1} = \frac{w_1}{w_2}\underline{E}_{\mu 2} = -jX_\mu \underline{I}_\mu = -j\omega w_1 \underline{\Phi}_\mu;$$

$$\underline{U}_2 = R\underline{I}_2 + jX\underline{I}_2,$$

în care

$$X_{\sigma 12} = \omega L_{\sigma 12}\ ;\ X_{\sigma 21} = \omega L_{\sigma 21}\ ;\ X_{\mu} = \omega L_{\mu},$$

$\omega = 2\pi f$ fiind pulsația rețelei de alimentare (f este frecvența), iar R și X parametrii sarcinii.

Valorile efective ale t.e.m. utile primară și secundară în funcție de amplitudinea $\Phi_{\mu m}$ a fluxului util se pot exprima astfel:

$$E_{\mu 1} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_1 \Phi_{\mu m}\ ;\quad E_{\mu 2} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_2 \Phi_{\mu m}. \tag{4.13}$$

Ecuațiile (4.12) nu se pretează la o diagramă de fazori, căci fazorii analogi primari, respectiv secundari, pot avea lungimi foarte diferite. Astfel, dacă fazorul $\underline{U}_1$ este foarte mare în comparație cu fazorul $\underline{U}_2$, invers fazorul $\underline{I}_2$ va fi foarte mare în raport cu fazorul $\underline{I}_1$, rezultînd o diagramă fazorială în care unele mărimi ar fi disproporționat de mari în dauna altora care ar fi imperceptibile.

Mai mult, primele trei ecuații ale sistemului (4.12) sugerează ecuațiile unui circuit echivalent, primele două putînd fi asimilate ca ecuații tip Kirchhoff II în complex în lungul unor ochiuri, iar cea de a treia o ecuație tip Kirchhoff I în complex într-un nod. Din nefericire, primele două ecuații n-au un termen comun, deci cele două ochiuri n-au o latură comună și, în consecință, nici nod comun. Dar $\underline{E}_{\mu 1} \frac{w_1}{w_2} = \underline{E}_{\mu 2}$, conform (4.12) și deci dacă amplificăm ecuația a doua cu raportul $\frac{w_1}{w_2}$ vom obține în locul t.e.m. utile secundare $\underline{E}_{\mu 2}$ chiar t.e.m. utilă primară $\underline{E}_{\mu 1}$, obținîndu-se astfel un termen comun între primele două ecuații, deci posibilitatea unui circuit echivalent cu două ochiuri independente și un nod independent. În plus, vom obține astfel și înlăturarea disproporțiilor în reprezentarea grafică a fazorilor omologi primari și secundari.

Prin urmare, să înmulțim ecuația a doua a sistemului (4.12) cu raportul numerelor de spire w_1/w_2, obținînd astfel:

$$-\underline{U}_2 \frac{w_1}{w_2} = R_2 \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \underline{I}_2 \frac{w_2}{w_1} + \mathrm{j} X_{\sigma 21} \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \underline{I}_2 \frac{w_2}{w_1} - \underline{E}_{\mu 2} \frac{w_1}{w_2}.$$

Vom introduce noi notații, mărimile notate (') fiind denumite *mărim secundare raportate la primar*:

$$\underline{U}'_2 = \underline{U}_2 \frac{w_1}{w_2}\ ;\ \underline{I}'_2 = \underline{I}_2 \frac{w_2}{w_1}\ ;\ R'_2 = R_2 \left|\frac{w_1}{w_2}\right|^2\ ;\ X'_{\sigma 12} = X_{\sigma 12} \left|\frac{w_1}{w_2}\right|^2\ ;$$
$$\underline{E}'_{\mu 2} = \underline{E}_{\mu 2} \frac{w_1}{w_2} = \underline{E}_{\mu 1}. \tag{4.14}$$

După cum se remarcă imediat, prin *raportarea mărimilor secundare la primar nu se modifică relațiile de fază dintre aceste mărimi, iar puterea reprezintă un invariant.* Într-adevăr, mărimile complexe secundare se înmulțesc prin raportare cu factori reali, $\frac{w_1}{w_2}$, $\frac{w_2}{w_1}$ sau $\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2$ ceea ce nu schimbă faza acestor mărimi. Pe de o parte, $U_2'I_2' = U_2I_2$; $R_2'I_2'^2 = R_2I_2^2$; $X_{\sigma 21}'I_2'^2 = X_{\sigma 21}I_2^2$; $E_{\mu 2}'I_2' = E_{\mu 2}I_2$.

În acest fel, sistemul ecuațiilor (4.12) se rescrie astfel:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1\underline{I}_1 + \mathrm{j}X_{\sigma 12}\underline{I}_1 - \underline{E}_{\mu 1}; \\ -\underline{U}_2' &= R_2'\underline{I}_2' + \mathrm{j}X_{\sigma 21}'\underline{I}_2' - \underline{E}_{\mu 1}; \\ \underline{I}_1 + \underline{I}_2' &= \underline{I}_\mu; \\ \underline{E}_{\mu 1} &= -\mathrm{j}X_\mu I_\mu; \\ \underline{U}_2' &= R'\underline{I}_2' + \mathrm{j}X'\underline{I}_2', \end{aligned} \tag{4.15}$$

R' și X' fiind parametrii sarcinii raportați la parametrii primari conform regulilor (4.14).

Acestui sistem îi corespunde schema echivalentă din figura 4.7, *a*.

Schema echivalentă se termină cu un transformator ideal conectat la bornele a', x', transformator cu numerele de spire w_1 și w_2, fără nici un fel de pierderi sau dispersii, la ieșirea a, x a căruia se obțin tensiunea secundară reală și curentul secundar real (mărimi neraportate).

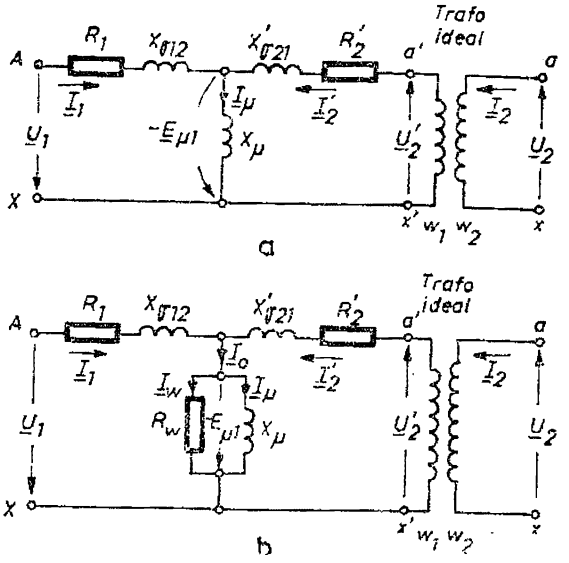


Fig. 4.7

Atragem atenția asupra faptului că la aceleași rezultate s-ar fi ajuns dacă mărimile primare s-ar fi raportat la secundar, în care caz ar fi fost valabile legile de raportare (4.14), cu condiția de a se fi schimbat indicii 1 și 2 între ei.

Este acum momentul de a introduce o corecție în schema echivalentă, respectiv în sistemul de ecuații funcționale, pentru a lua în considerație și pierderile în fierul miezului magnetic datorate fenomenului de histerezis și curenților turbionari (Foucault). Cu bună aproximație se poate afirma că la frecvență dată pierderile prin histerezis sînt proporționale cu amplitudinea inducției în fier $B_{\mu m}$ la pătrat. În ceea ce privește pierderile prin curenți turbionari, acestea sînt dependente strict de pătratul amplitudinii $B_{\mu m}$. Dar $B_{\mu m}$ este proporțional cu amplitudinea $\Phi_{\mu m}$ a fluxului util, iar aceasta din urmă este direct proporțională cu valoarea efectivă $E_{\mu 1}$ a t.e.m. utile primare. Deci, pierderile globale în fier P_{Fe} sînt proporționale cu $E_{\mu 1}^2$, coeficientul de proporționalitate fiind evident inversul unei rezistențe R_w, denumită *rezistență corespunzătoare pierderilor în fier*. Se poate deci acroșa în schema echivalentă din figura 4.7, *a* între bornele laturii transversale, între care tensiunea complexă este $-\underline{E}_{\mu 1}$, o rezistență R_w, parcursă de curentul I_w și în care se produce prin efect Joule o pierdere de putere activă exact egală pierderilor în fier în regimul considerat. Așadar,

$$P_{Fe} = \frac{E_{\mu 1}^2}{R_w} = R_w I_w^2 \; ; \; E_{\mu 1} = R_w I_w .$$

Se ajunge prin această corecție la schema echivalentă mai complexă dar mai exactă din figura 4.7, *b*, căreia îi corespunde sistemul de ecuații de mai jos :

$$\begin{aligned}
&\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + \mathrm{j} X_{\sigma 12} \underline{I}_1 - \underline{E}_{\mu 1} \; ; \\
&-\underline{U}_2' = R_2' \underline{I}_2' + \mathrm{j} X_{\sigma 21}' \underline{I}_2' - \underline{E}_{\mu 1} \; ; \\
&\underline{I}_1 + \underline{I}_2' = \underline{I}_0 = \underline{I}_\mu + \underline{I}_w \; ; \qquad (4.16) \\
&\underline{E}_{\mu 1} = -\mathrm{j} X_\mu \underline{I}_\mu = -R_w \underline{I}_w \; ; \\
&\underline{U}_2' = R' \underline{I}_2' + \mathrm{j} X' \underline{I}_2' .
\end{aligned}$$

Diagrama de fazori din figura 4.8 corespunde întocmai sistemului (4.16) de ecuații funcționale, care ține seama și de existența pierderilor în fier, precum și schemei echivalente din figura 4.7, *b*. În diagramă s-a luat ca origine de fază fluxul util Φ_μ, mărime comună celor două înfășurări, și s-a considerat o sarcină ohmic-inductivă, deci un curent secundar $\underline{I}_2'$ în urma t.e.m. utile secundare $\underline{E}_{\mu 2}' = \underline{E}_{\mu 1}$.

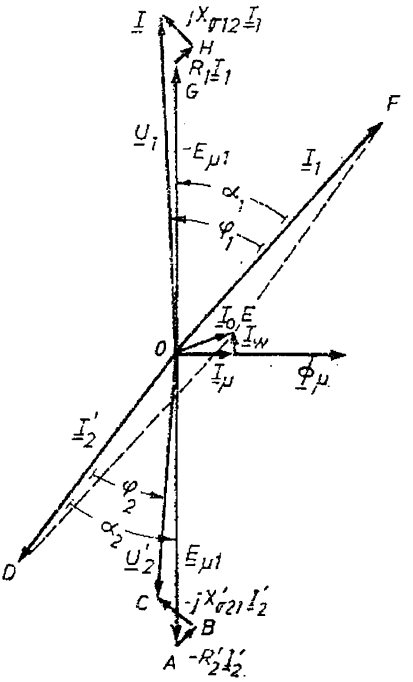


Fig. 4.8

Observația 1. Să analizăm mai în detaliu prima ecuație a sistemului (4.16). În mod normal, în scopul obținerii unui randament înalt și al micșorării pe cît posibil a căderilor ohmice de tensiune în sarcină, transformatoarele se construiesc cu o rezistență R_1 a înfășurării primare relativ redusă, iar căderea efectivă de tensiune R_1I_1 chiar în regimul nominal de funcționare este foarte mică în raport cu tensiunea efectivă aplicată U_1. De obicei, $R_1I_1 \approx 0{,}01U_1$ și de multe ori chiar mai mică. Prin urmare, în diagrama fazorială termenul $R_1\underline{I}_1$ este mult exagerat în comparație cu $\underline{U}_1$ pentru claritatea figurii.

Pe de altă parte, amplitudinea fluxului total de dispersie $\phi_{\sigma 12}$ este relativ redusă față de amplitudinea fluxului util $w_1\Phi_\mu$, deoarece fluxul de dispersie trece pe un lung parcurs prin aer, pe cînd fluxul util se închide prin miezul foarte permeabil al circuitului feromagnetic. În consecință, și termenul $jX_{\sigma 12}\underline{I}_1$ este relativ foarte redus în comparație cu $\underline{E}_{\mu 1}$, fiind mult exagerat în diagrama fazorială din figura 4.8. De obicei, în regim nominal, $X_{\sigma 12}I_1 \approx 0{,}05E_{\mu 1}$.

Așadar, cu foarte bună aproximație, putem spune că fazorii $\underline{U}_1$ și $-\underline{E}_{\mu 1}$ practic se confundă, indiferent de regimul de funcționare al transformatorului (este vorba de regimuri normale de încărcare). Deci,

$$\underline{U}_1 \approx -\underline{E}_{\mu 1} = j\omega w_1 \underline{\Phi}_\mu$$

sau

$$U_1 \approx E_{\mu 1} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_1 \Phi_{\mu m}.$$

Dacă se consideră $U_1 = \text{const}$ și $\omega = 2\pi f = \text{const}$, rezultă că $\Phi_{\mu m} \approx \text{const}$. *Fluxul util în miezul feromagnetic al unui transformator dat este dictat ca amplitudine de tensiunea efectivă primară și de frecvența rețelei de alimentare.* Dacă aceste două mărimi din urmă sînt constante, așa cum se întîmplă de cele mai multe ori în practică, atunci fluxul util $\Phi_{\mu m}$ este practic același, indiferent de gradul de încărcare al transformatorului în limite normale, indiferent de curenții din înfășurări. Tensiunea efectivă primară și frecvența sa impun practic fluxul din miez și nu, cum am crede conform primei impresii, curenții din înfășurări.

Din aproape în aproape, condițiile $U_1 = \text{const}$ și $\omega = \text{const}$, care le presupunem valabile de acum înainte, impun, indiferent de curenții I_1 și I_2 în regim normal de funcționare:

$E_{\mu 1} \approx \text{const}$; $I_\mu \approx \text{const}$; $I_w \approx \text{const}$; $P_{Fe} \approx \text{const}$; $I_0 \approx \text{const}$.

Observația 2. La mersul în gol al transformatorului ($I_2 = 0$), curentul primar absorbit este I_{10}, iar tensiunea secundară va fi U_{20}. În mod normal $I_{10} = (0{,}03 \ldots 0{,}06)I_{1N}$, adică curentul de gol este foarte mic în comparație cu curentul primar nominal. În consecință, căderile de tensiune $R_1\underline{I}_{10}$ și $jX_{\sigma 12}\underline{I}_{10}$ sînt total neglijabile. Ecuațiile (4.16) devin atunci:

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_{\mu 1}; \quad -\underline{U}'_{20} = -\underline{E}_{\mu 1} = \underline{U}_1; \quad \underline{I}_{10} = \underline{I}_0 = \underline{I}_\mu + \underline{I}_w.$$

Așadar, *curentul* I_0, definit mai înainte ca fiind doar suma $\underline{I}_\mu + \underline{I}_w$, *reprezintă curentul de mers în gol al transformatorului.*

Se numește *raport de transformare* raportul tensiunii primare către tensiunea secundară la mersul în gol:

$$k_T = \frac{U_1}{U_{20}}.$$

Cum $U'_{20} = U_{20}\dfrac{w_1}{w_2} = U_1$, rezultă că *raportul de transformare al transformatorului monofazat este egal cu raportul numerelor de spire,*

$$k_T = \frac{U_1}{U_{20}} = \frac{w_1}{w_2}. \tag{4.17}$$

Această relație este o indicație foarte prețioasă pentru constructor. Cum la proiectarea unui transformator U_1 este cunoscut, iar U_{20} impus de consumator, rezultă o relație între numerele de spire.

Aceeași relație (4.17) constituie baza *transformatorului de tensiune*, utilizat pentru măsurarea tensiunilor înalte. Putem măsura o tensiune înaltă intercalînd un transformator coborîtor între sursa de tensiune înaltă și voltmetrul de joasă tensiune, cu condiția ca impedanța de intrare a voltmetrului să fie foarte mare, pentru ca transformatorul de măsură să fie practic în gol, iar relația (4.17) să fie valabilă.

Din figura (4.5) rezultă $\underline{U}_{AX} = \underline{U}_1$ și $\underline{U}_{ax0} = -\underline{U}_{20}$. Dar $\underline{U}_{20} = \underline{U}'_{20}\frac{w_2}{w_1} = -\underline{U}_1\frac{w_2}{w_1}$. Deci

$$\frac{\underline{U}_{AX}}{\underline{U}_{ax0}} = \frac{w_1}{w_2} = k_T,$$

ceea ce ne permite să formulăm : *tensiunile între borne omoloage sînt practic în fază la mersul în gol*

Observația 3. La funcționarea în sarcina nominală, $I_1 = I_{1N}$ și $I_2 = I_{2N}$ se poate neglija curentul $I_0 = I_{10}$, care nu reprezintă decît $(0{,}03 \ldots 0{,}06)I_{1N}$. Prin urmare, ecuația a treia a sistemului (4.16) devine în acest caz :

$$\underline{I}_{1N} + \underline{I}'_{2N} = 0 \text{ sau } \frac{I_{1N}}{I_{2N}} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{k_T}, \tag{4.18}$$

ceea ce înseamnă : *raportul curenților nominali este egal cu raportul invers al numerelor de spire.*

În consecință, ținînd seama de relațiile (4.17) și (4.18), putem afirma că un transformator coborîtor de tensiune este ridicător de curent și viceversa.

Se numește *putere aparentă nominală* a unui transformator monofazat expresia $S_N = U_{1N}I_{1N}$. Conform relațiilor (4.17) și (4.18), rezultă :

$$S_N = U_{1N}I_{2N} = U_{20}I_{2N}.$$

Transformatorul schimbă deci tensiunile în raport dat și curenții nominali în raport invers, dar puterea aparentă rămîne invariant, ceea ce era de așteptat.

Relația (4.18) stă la baza *transformatorului de curent* utilizat în măsura curenților sinusoidali de mare intensitate efectivă.

Prin înfășurarea primară trece curentul înalt de măsurat, iar înfășurarea secundară este închisă pe un ampermetru de curent redus. Impedanța ampermetrului trebuie să fie relativ redusă, pentru ca să fie valabilă relația (4.18) (încărcare cu curenți practic de valoare nominală).

Noi am presupus sensuri pozitive identice pentru curenții i_1 și i_2. Însă, așa cum am văzut mai sus,

$$\frac{\underline{I}_{1N}}{\underline{I}_{2N}} = -\frac{w_1}{w_2},$$

ceea ce înseamnă : *în plină sarcină curenții i_1 și i_2 sînt practic în opoziție de fază, deci circulă în sensuri inverse prin înfășurări.*

Observația 4. Rezistența R'_2 a secundarului raportată la primar este aproximativ egală cu rezistența R_1 a primarului. Într-adevăr, prin definiție

$$R_1 = \rho\frac{w_1 l_1}{s_1} = \rho\frac{w_1 l_1 J_1}{I_1}\ ;\ R_2 = \rho\frac{w_2 l_2}{s_2} = \rho\frac{w_2 l_2 J_2}{I_2},$$

în care : ρ reprezintă rezistivitatea conductorului din care sînt realizate înfășurările ; l_1 și l_2 — lungimile medii ale spirelor celor două înfășurări ; J_1 și J_2 — densitățile de curent. Dar, în general, $J_1 \approx J_2$ și $l_1 \approx l_2$, și, neglijînd curentul I_0, se poate considera $w_1 I_1 \approx w_2 I_2$ și deci

$$R'_2 = R_2\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 = \rho\frac{w_2 l_2 J_2}{I_2}\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \approx \rho\frac{w_1 l_1 J_1}{I_1} = R_1.$$

Se poate arăta că în condițiile aceleași aproximații, $X_{\sigma 12} \approx X'_{\sigma 21}$.

Prin urmare, prin raportare cele două înfășurări au aproximativ aceleași valori numerice ale parametrilor.

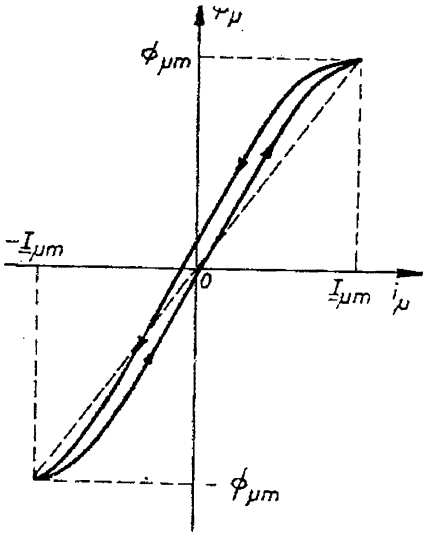


Fig. 4.9

Observația 5. Relația de curenți din sistemul (4.16) se poate scrie și sub forma

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_0 - \underline{I}'_2 = \underline{I}_\mu + \underline{I}_w - \frac{w_2}{w_1}\underline{I}_2,$$

care se poate interpreta astfel: curentul absorbit de înfășurarea primară cuprinde trei componente — una care produce cîmpul magnetic rezultant (util) din miezul feromagnetic, alta care acoperă pierderile în fier și ultima, cea mai importantă, nu reprezintă altceva decît curentul secundar reflectat în înfășurarea primară.

Observația 6. Fluxul Φ_μ este variabil în timp după o lege sinusoidală între limitele $+\Phi_{\mu m}$ și $-\Phi_{\mu m}$ impuse de tensiunea efectivă primară și frecvența sa (observația *1*). Dependența între fluxul util instantaneu Φ_μ și curentul instantaneu de magnetizare i_μ este redată în figura 4.9, conform ciclului de histerezis al materialului feromagnetic din care este executat miezul feromagnetic.

Dacă dependența $\Phi_\mu = f(i_\mu)$ ar fi liniară între limitele $\pm\Phi_{\mu m}$ (curba întreruptă), atunci variației sinusoidale în timp a fluxului Φ_μ i-ar corespunde o variație sinusoidală în timp a curentului de magnetizare i_μ. În acest caz, am putea defini o inductivitate L_μ de magnetizare perfect constantă, așa cum s-a presupus în sistemul (4.16).

În realitate, în general, dependența $\Phi_\mu = f(i_\mu)$ nu este liniară între limitele $\pm\Phi_{\mu m}$ impuse de U_1 și f, abătîndu-se mai mult sau mai puțin de la o dreaptă, în funcție de poziția punctului maxim de funcționare ($\Phi_{\mu m}$, $I_{\mu m}$), după cotul de saturație al curbei continue din figura 4.9. Din acest motiv inductivitatea L_μ variază ușor, cînd fluxul Φ_μ variază între limitele $\pm\Phi_{\mu m}$, iar curentul de magnetizare nu mai este o sinusoidă în timp. Curentul de magnetizare va fi deformat în raport cu o sinusoidă, va conține pe lîngă o armonică fundamentală și importante armonici de ordin superior. Noi vom trece peste această observație și vom considera $I_\mu \approx$ const și i_μ practic sinusoidal.

4.2.4. Bilanțul de puteri

Din diagrama de fazori rezultă imediat bilanțurile de putere active și reactive ale transformatorului. Să proiectăm laturile patrulaterului *OGHI* pe direcția fazorului $\underline{I}_1$. Se obține, după înmulțirea tuturor termenilor cu I_1,

$$U_1 I_1 \cos\varphi_1 = E_{\mu 1} I_1 \cos\alpha_1 + R_1 I_1^2. \tag{4.19}$$

Pe de altă parte, prin proiectarea laturilor triunghiului *OEF* pe direcția fazorului — $\underline{E}_{\mu 1}$, se deduce următoarea relație, în care s-au înmulțit toți termenii cu factorii $E_{\mu 1}$,

$$E_{\mu 1} I_1 \cos\alpha_1 = E_{\mu 1} I_w + E_{\mu 1} I'_2 \cos\alpha_2. \tag{4.20}$$

Proiectînd acum laturile patrulaterului $OABC$ pe direcția fazorului $\underline{I}'_2$, se obține o nouă relație, care, după înmulțirea ei cu I'_2, capătă forma următoare :

$$E_{\mu 1} I'_2 \cos \alpha_2 = R'_2 I'^2_2 + U'_2 I'_2 \cos \varphi_2. \qquad (4.21)$$

Ținînd seama de relațiile (4.20) și (4.21), egalitatea (4.19) devine

$$U_1 I_1 \cos \varphi_1 = R_1 I_1^2 + R'_2 I'^2_2 + E_{\mu 1} I_w + U'_2 I'_2 \cos \varphi_2$$

sau, deoarece $R'_2 I'^2_2 = R_2 I_2^2 = P_{J2}$, $R_1 I_1^2 = P_{J1}$, $U'_2 I'_2 \cos \varphi_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 =$ $= P_2$, $E_{\mu 1} I_w = P_{Fe}$, $U_1 I_1 \cos \varphi_1 = P_1$,

$$P_1 = P_{J1} + P_{J2} + P_{Fe} + P_2.$$

Cu alte cuvinte, puterea activă P_1 absorbită de la rețeaua de alimentare de înfășurarea primară acoperă pierderile Joule P_{J1} și P_{J2} în cele două înfășurări, pierderile în fier precum și puterea P_2 solicitată de sarcina de la bornele înfășurării secundare.

Puterea activă $E_{\mu 1} I_1 \cos \alpha_1 = E_{\mu 1} I_1 \cos(-\underline{E}_{\mu 1}, \underline{I}_1)$ este denumită *putere electromagnetică activă*. Ea reprezintă puterea care se transmite prin intermediul cîmpului electromagnetic între cele două înfășurări.

Procedînd în mod analog, prin proiecții pe direcții perpendiculare pe cele alese anterior, se obține următorul sistem :

$$U_1 I_1 \sin \varphi_1 = E_{\mu 1} I_1 \sin \alpha_1 + X_{\sigma 12} I_1^2 ;$$

$$E_{\mu 1} I_1 \sin \alpha_1 = E_{\mu 1} I_\mu + E_{\mu 1} I'_2 \sin \alpha_2 ;$$

$$E_{\mu 1} I'_2 \sin \alpha_2 = X'_{\sigma 21} I'^2_2 + U'_2 I'_2 \sin \varphi_2$$

sau, ca rezultat final,

$$U_1 I_1 \sin \varphi_1 = X_{\sigma 12} I_1^2 + X_{\sigma 21} I_2^2 + X_\mu I_\mu^2 + U_2 I_2 \sin \varphi_2.$$

Primul termen reprezintă puterea reactivă Q_1 schimbată de transformator cu rețeaua de alimentare. Mărimile $X_{\sigma 12} I_1^2$ și $X_{\sigma 21} I_2^2$ reprezintă puteri reactive legate de energia localizată în cîmpurile magnetice de dispersie, în timp ce $X_\mu I_\mu^2$ este puterea reactivă necesară magnetizării miezului feromagnetic. Ultimul termen este puterea reactivă necesară sarcinii de la bornele secundarului.

Bilanțurile de puteri active și reactive sînt redate sugestiv în figurile 4.10 și 4.11, pentru o sarcină ohmic-inductivă.

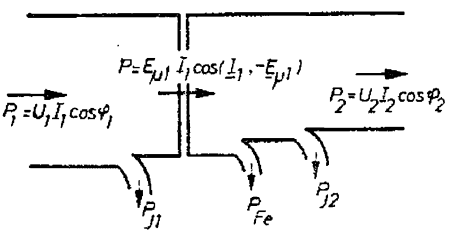


Fig. 4.10

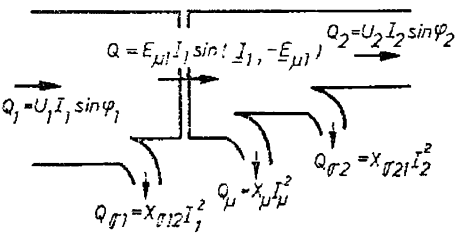


Fig. 4.11

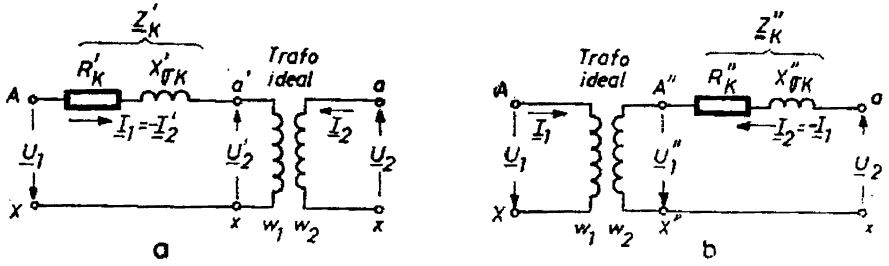


Fig. 4.12

Dacă sarcina este ohmic-capacitivă, bilanțul de puteri active rămîne neschimbat, în timp ce bilanțul de puteri reactive se modifică în sensul că Q_2 schimbă de semn. La Q_2 relativ ridicat (sarcină puternic capacitivă) este posibil ca și Q_1 să schimbe de semn.

4.2.5. Schema echivalentă simplificată

De multe ori se aduce o simplificare sistemului de ecuații (4.16) și respectiv schemei echivalente din figura 4.7, simplificare valabilă numai la funcționarea cu sarcini relativ importante, apropiate de cea nominală. În această situație, se poate neglija I_0 în raport cu curenții I_1 și I_2' (ceea ce revine la a considera impedanța din latura transversală a T-ului ca fiind practic infinită). Se ajunge astfel la schema echivalentă din figura 4.12, *a*, denumită *schema lui Kapp*, în care impedanța

$$\underline{Z}_K' = R_K' + jX_{\sigma K}' = (R_1 + R_2') + j(X_{\sigma 12} + X_{\sigma 21}')$$

poartă denumirea de *impedanța Kapp* a transformatorului raportată la primar. Luînd în considerație că în cazul schemei Kapp, $\underline{I}_2' = -\underline{I}_1$, se ajunge la următoarea ecuație echivalentă de tensiuni

$$\underline{U}_1 = -\underline{U}_2' + R_K' \underline{I}_1 + jX_{\sigma K}' \underline{I}_1,$$

căruia îi corespunde diagrama de fazori simplificată din figura 4.13.

Se poate face și o schemă Kapp cu mărimile primare raportate la secundar (fig. 4.12, *b*), în care caz impedanța Kapp va fi

$$\underline{Z}_K'' = R_K'' + jX_{\sigma K}'' = (R_1'' + R_2) + j(X_{\sigma 12}'' + X_{\sigma 21}).$$

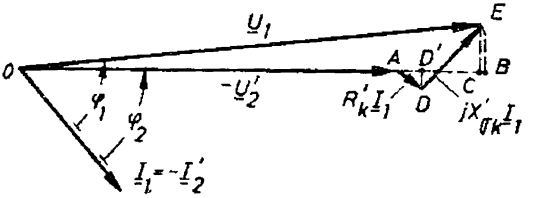


Fig. 4.13

4.3. Caracteristicile și performanțele transformatorului monofazat

O caracteristică importantă în funcționarea transformatorului este așa-numita *caracteristică externă*, definită prin funcția $U_2 = f(I_2)$, pentru $U_1 = \text{const} = U_{1N}$, $f = \text{const} = f_N$ și $\cos \varphi_2 = \text{const}$. Într-adevăr, dacă la mersul în gol ($I_2 = 0$) tensiunea la bornele înfășurării secundare este U_{20}, la funcționarea în sarcină tensiunea U_2 se schimbă în funcție de valoarea curentului de sarcină și de natura sarcinii. De obicei, se preferă a se studia în locul caracteristicii externe variația tensiunii la bornele înfășurării secundare exprimată în fracțiuni din tensiunea corespunzătoare la mersul în gol,

$$\frac{\Delta U_2}{U_{20}} = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}}.$$

Dacă raportăm mărimile secundare la primar și dacă ținem seama că la mersul în gol se poate scrie $U'_{20} = E'_{\mu_2} = E_{\mu_2} \approx U_1$, se obține o nouă formă a variației de tensiune

$$\frac{\Delta U_2}{U_{20}} = \frac{U'_{20} - U'_2}{U'_{20}} = \frac{U_1 - U'_2}{U_1}.$$

Dar diferența algebrică $U_1 - U'_2$ este pusă în evidență în figura 4.13, în care dacă rabatem fazorul $\underline{U}_1$ peste $-\underline{U}'_2$ se obține segmentul $AB = U_1 - U'_2$. Vom apela, deci, la această diagramă simplificată pentru a găsi o expresie analitică a variației tensiunii secundare.

Cum unghiul dintre fazorii $\underline{U}_1$ și $-\underline{U}'_2$ este de obicei foarte mic, vom proiecta fazorul $\underline{U}_1$ pe direcția fazorului $-\underline{U}'_2$ în locul rabaterii. Vom putea, cu foarte mică eroare, considera $U_1 - U'_2 \approx AC$. Dar segmentul AC este evident egal cu suma proiecțiilor segmentelor AD și DE pe direcția fazorului $-\underline{U}'_2$,

$$AC = AD' + D'C.$$

Însă $AD = R'_K I_1$ și $DE = X'_{\sigma K} I_1$, iar unghiul $BAD = \varphi_2$, și prin urmare

$$U_1 - U'_2 = R'_K I_1 \cos \varphi_2 + X'_{\sigma K} I_1 \sin \varphi_2.$$

Așadar,

$$\frac{\Delta U_2}{U_{20}} = \frac{R'_K I_1}{U_1} \cos \varphi_2 + \frac{X'_K I_1}{U_1} \sin \varphi_2.$$

Dacă notăm $u_a = \frac{R'_K I_{1N}}{U_{1N}}$ și denumim această mărime *căderea ohmică relativă la sarcina nominală*, $u_r = \frac{X'_K I_{1N}}{U_{1N}}$, denumind la rîndul său această mărime *căderea inductivă relativă la sarcina nominală* și în plus notăm gradul de încărcare al transformatorului prin $\beta = \frac{I_1}{I_{1N}}$, rezultă

$$\frac{\Delta U_2}{U_{20}} = u_a \beta \cos \varphi_2 + u_r \beta \sin \varphi_2.$$

Variația de tensiune $\frac{\Delta U_2}{U_{20}}$ poate avea un semn pozitiv sau negativ, după natura sarcinii (inductivă, ohmică, sau capacitivă). Variația pozitivă a tensiunii la bornele înfășurării secundare la mersul în sarcină în raport cu mersul în gol înseamnă, conform definiției, cădere de tensiune, iar variația negativă înseamnă creștere de tensiune.

În figura 4.14, *a* este redată funcția $\frac{\Delta U_2}{U_{20}} = f(\beta)$ pentru un transformator de putere medie și pentru $\cos \varphi_2 = \text{const}$, iar în figura 4.14, *b* este reprezentată funcția $\frac{\Delta U_2}{U_{20}} = f(\cos \varphi_2)$, pentru $\beta = \text{const}$. Se remarcă imediat că pentru sarcini puternic capacitive, variația tensiunii U_2 este negativă, adică tensiunea U_2 crește o dată cu creșterea curentului de sarcină I_2. Pentru o anumită sarcină ușor capacitivă, $\Delta U_2 = 0$, adică nu se înregistrează practic o variație a tensiunii U_2 la mersul în sarcină față de mersul în gol.

Caracteristicile externe de funcționare ale transformatorului sînt redate în figura 4.14, *c*.

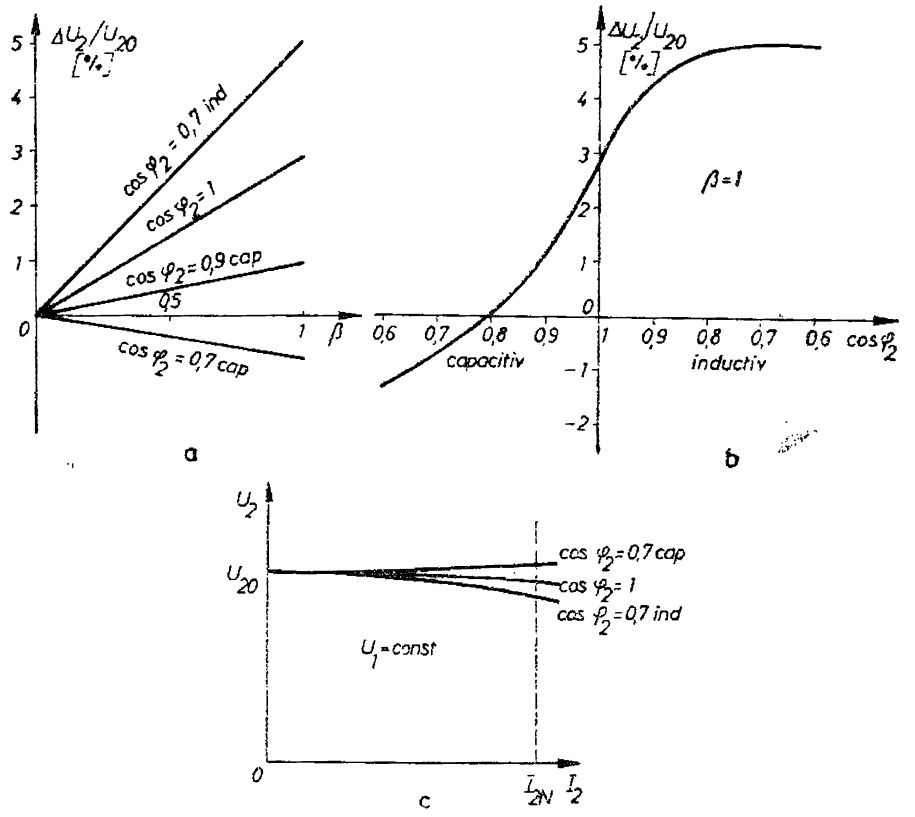


Fig. 4.14

Mărimile relative u_a și u_r variază de la transformator la transformator în funcție de tipul constructiv și mai ales de puterea nominală. Precum se vede din tabelul 4.1, pe măsură ce transformatorul are o putere aparentă

Tabelul 4.1

Valori uzuale pentru mărimile u_a, u_r, u_K

Puterea nominală [kVA]	u_a [%]	u_r [%]	u_K [%]
6,3— 63	3,6 —3	1,7— 2,2	4
100— 400	2,6 —2,1	5,1— 5,6	6
630— 1 600	1,8 —1,3	5,8— 5,9	7—11
2 500—10 000	1,2 —0,7	7 —11	7—11
16 000—63 000	0,65—0,45	8 —12	8—12

nominală mai ridicată, căderea ohmică relativă u_a este mai mică, iar căderea reactivă nominală relativă u_r mai mare, astfel încît unitățile de mare putere au variații mai importante de tensiune la bornele secundarului la același grad de încărcare și aceeași natură a sarcinii. În posturile de transformare ale rețelelor electrice de distribuție, tensiunea secundară trebuie menținută însă cît mai constantă, variind doar între limite strînse, în funcție de pretențiile consumatorilor. În consecință, transformatoarele de mică și mare putere trebuie deci să aibă posibilitatea *reglării tensiunii secundare* între anumite limite, în funcție de gradul de încărcare.

Rezolvarea acestei cerințe ridică anumite dificultăți. Se știe că la mersul în gol tensiunea secundară are expresia

$$U_{20} = E_{\mu 2} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_2 \Phi_{\mu m},$$

în care:

$$\Phi_{\mu m} = \frac{U_1 \sqrt{2}}{\omega w_1}.$$

Se poate acoperi variația de tensiune la bornele secundarului în raport cu tensiunea U_{20} atunci cînd sarcina crește prin modificarea chiar a tensiunii U_{20}. Conform expresiilor de mai sus, se poate obține o altă valoare a tensiunii U_{20} fie prin schimbarea fluxului maxim $\Phi_{\mu m}$, fie prin modificarea numărului de spire w_2, frecvența f neputînd intra în discuție.

De obicei $U_1 = \text{const}$. Dacă înfășurarea secundară este de înaltă tensiune, atunci este mai comod a modifica numărul w_2 de spire, care se variază în trepte cu ajutorul unor prize scoase de pe înfășurarea secundară și al unui comutator al prizelor. Evident, deoarece prizele se fac pe partea de înaltă tensiune, ele sînt străbătute de un curent mai redus, iar comutatorul este și el mai slab dimensionat, această soluție fiind avantajoasă.

Dacă, menținînd condiția $U_1 = \text{const}$, înfășurarea secundară este de joasă tensiune, atunci soluția precedentă nu mai convine, deoarece prizele și comutatorul se dimensionează la un curent mai mare. Este preferabil deci să se prevadă prizele și comutatorul pe înfășurarea primară. În acest caz, w_1 este variabil și o dată cu el și fluxul $\Phi_{\mu m}$, rezultînd o modificare a tensiunii U_{20}. Această soluție permite variația tensiunii U_{20} numai în limite foarte strînse, deoarece creșterea fluxului $\Phi_{\mu m}$ peste valoarea corespunzătoare prizei nominale poate duce la saturarea puternică a circuitului magnetic și deci la creșterea importantă a curentului de magnetizare. Transformatoarele standardizate de mică putere și mijlocie au trei prize de tensiune: nominală și $\pm 5\%$ în comparație cu cea nominală. Transformatoarele de putere mai mare pot avea cinci prize, iar la puteri foarte mari necesitățile pot impune chiar un număr și mai mare de prize.

Reglarea în trepte a tensiunii secundare, la transformatoarele mai mici, se face de obicei cu transformatorul deconectat de la rețeaua de alimentare. La unitățile mult mai mari, întreruperea alimentării consumatorilor nu este admisă, și reglarea se face în sarcină, rezultînd desigur complicații constructive pentru prize și comutator.

În legătură cu mărimile u_a și u_r se definește și așa-numita *tensiune relativă de scurtcircuit* u_K. Dacă transformatorul are bornele secundare legate în scurtcircuit, $U_2 = 0$, și curenții prin înfășurări depind numai de valoarea tensiunii aplicate înfășurării primare. *Valoarea acestei tensiuni* U_{1K} *care asigură curenți de valoare nominală prin înfășurări se numește tensiune de scurtcircuit.* Din schema echivalentă Kapp rezultă imediat

$$U_{1K} = Z'_K I_{1N} = \sqrt{R'^2_K + X'^2_{\sigma K}}\, I_{1N}$$

sau, după împărțirea cu U_{1N}, se obține expresia tensiunii relative de scurtcircuit

$$u_K = \frac{U_{1K}}{U_{1N}} = \sqrt{u_a^2 + u_r^2}.$$

Această mărime reprezintă o dată caracteristică pentru un transformator și are deosebite implicații funcționale și constructive. Tensiunea de scurtcircuit reprezintă cîteva procente doar din tensiunea nominală. Valorile sale uzuale sînt prezentate în tabelul 4.1.

În exploatare intervin situații cînd transformatorul este pus în scurtcircuit sub tensiunea nominală U_{1N}. Evident, curenții în înfășurări vor fi sensibil mai mari decît curenții nominali. Dacă I_{1KN} este curentul primar de scurtcircuit sub tensiunea primară nominală, atunci

$$\frac{I_{1KN}}{I_{1N}} = \frac{U_{1N}}{U_{1K}} = \frac{1}{u_K}.$$

Așadar, dacă tensiunea de scurtcircuit U_{1K} reprezintă a 10—20-a parte din tensiunea nominală, curentul efectiv staționar I_{1KN} de scurtcircuit sub

tensiunea nominală este de 10—20 ori mai mare decît curentul efectiv nominal. Un asemenea curent nu poate fi suportat de transformator îndeosebi din cauza încălzirii excesive, care duce la topirea rapidă a înfășurărilor. De aceea, regimul de scurtcircuit sub tensiunea nominală este periculos și transformatorul este prevăzut cu aparate de protecție (siguranțe fuzibile, relee de supracurent care declanșează automat întreruptorul de conectare a transformatorului la rețeaua de alimentare). Deși aparatele de mai sus protejează transformatorul de curenți deosebit de mari și de durată, totuși ele nu pot interveni suficient de repede în primele momente ale apariției scurtcircuitului pentru a evita trecerea unor vîrfuri importante de curent (uneori chiar de ordinul $2I_{1_{KN}}$), care conduc la producerea unor puternice forțe electrodinamice (proporționale cu pătratul vîrfurilor de curent) care solicită din punct de vedere mecanic cele două înfășurări. Aceste forțe reprezintă adevăratul pericol la scurtcircuit și pot conduce în cazul unor construcții neadecvate la distrugerea mecanică a transformatorului.

O altă mărime importantă în aprecierea performanțelor unui transformator este *randamentul*. Prin definiție, randamentul transformatorului este raportul între puterea activă $P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2$ transmisă receptorului pe la bornele înfășurării secundare și puterea activă $P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1$ luată de la rețeaua de alimentare de către înfășurarea primară

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}.$$

Conform bilanțului de puteri al transformatorului

$$P_1 = P_2 + P_{Fe} + P_J,$$

în care:

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 \; ; \; P_J = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2,$$

și prin urmare,

$$\eta = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_2 I_2 \cos \varphi_2 + P_{Fe} + P_J}.$$

Expresia de mai sus a randamentului poate lua o nouă formă, făcînd totodată și unele simplificări. Astfel, vom presupune $U_2 = U_{20}$, adică vom neglija variația de tensiune de cîteva procente a tensiunii secundare în sarcină în raport cu mersul în gol. Această neglijare afectează însă mult mai puțin valoarea randamentului, întrucît mărimea U_2 influențează atît numărătorul cît și numitorul în expresia randamentului.

Prin urmare, dacă notăm $\beta = \frac{I_2}{I_{2N}}$, I_{2N} fiind curentul nominal al înfășurării secundare, rezultă

$$P_2 = U_{20} I_2 \cos \varphi_2 = S_N \beta \cos \varphi_2,$$

fiindcă puterea aparentă nominală S_N a transformatorului este definită prin relația $S_N = U_{2C} I_{2N} = U_{1N} I_{1N}$.

În al doilea rînd, dacă în regimul nominal de funcționare pierderile Joule în înfășurări sînt P_{JN}, atunci într-un regim oarecare caracterizat prin gradul β de încărcare, vom avea evident

$$P_J = \beta^2 P_{JN}.$$

În al treilea rînd, ne amintim că dacă tensiunea U_1 este constantă, fluxul util în miezul magnetic este practic independent de gradul de încărcare al transformatorului și prin urmare, și pierderile în fier P_{Fe} sînt practic aceleași, oricare ar fi β.

În consecință, expresia randamentului devine

$$\eta = \frac{S_N \beta \cos \varphi_2}{S_N \beta \cos \varphi_2 + P_{Fe} + \beta^2 P_{JN}}.$$

Randamentul η depinde deci de gradul de încărcare și de factorul de putere al sarcinii pentru un transformator dat, dacă $U_1 = \text{const}$.

Valoarea maximă η_m a randamentului la factor de putere dat al sarcinii conectate la bornele înfășurării secundare are loc la un anumit grad de încărcare β_m determinat prin ecuația

$$\frac{d\eta}{d\beta} = \frac{S_N \cos \varphi_2 (P_{Fe} - \beta^2 P_{JN})}{(S_N \beta \cos \varphi_2 + P_{Fe} + \beta^2 P_{JN})^2} = 0.$$

Rezolvînd ecuația, se găsește

$$P_{Fe} = \beta_m^2 P_{JN},$$

adică *randamentul atinge valoarea maximă pentru acel grad de încărcare pentru care pierderile în fier sînt egale cu pierderile în înfășurările transformatorului.*

De obicei, randamentul trebuie să fie maxim pentru gradul de încărcare cel mai des întîlnit în funcționarea transformatorului. Experiența arată că β_m trebuie să aibă valoarea 0,50—0,75. În consecință, $P_{Fe} = (0{,}25 - 0{,}50) P_{JN}$. Constructorii de transformatoare au grijă să îndeplinească această relație a pierderilor din transformator.

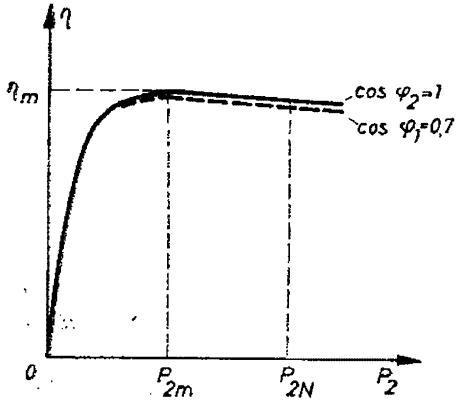
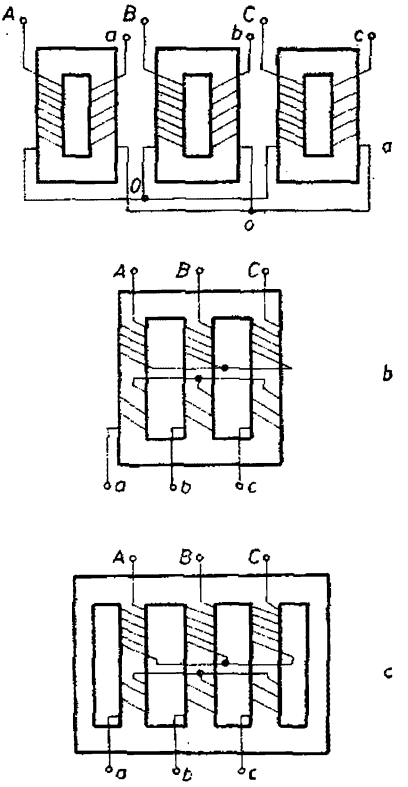


Fig. 4.15

Curbele $\eta = f(P_2)$, pentru $\cos \varphi_2 = \text{const}$, sînt prezentate în figura 4.15.

În general, randamentul transformatorului electric este mai ridicat decît al mașinilor de curent continuu întrucît nu intervin pierderi mecanice. La transformatoarele de putere de ordinul zecilor și sutelor de kVA putere aparentă, randamentul este 0,95—0,97. La transformatoarele de foarte mare putere randamentul poate depăși 0,99. Bineînțeles, la transformatoarele foarte mici, randamentul scade chiar sub 0,70.

4.4. Particularităţile constructive şi funcţionale ale transformatoarelor trifazate



Pentru transformatoarele utilizate în reţelele trifazate de curent alternativ sînt mai obişnuite două variante constructive. Astfel, se pot folosi trei transformatoare monofazate separate (fig. 4.16, *a*) ale căror înfăşurări primare să fie conectate în stea sau triunghi şi ale căror înfăşurări secundare să fie, de asemenea, legate în stea sau triunghi. Se pot, pe de altă parte, folosi şi *construcţii trifazate compacte* (fig. 4.16, *b*, *c*), avînd acelaşi miez magnetic pentru toate fazele.

Posibilitatea utilizării, pentru transformatoarele trifazate, a *miezurilor cu trei coloane şi două juguri* se poate lămuri cu ajutorul figurii 4.17, *a*. Dacă trei transformatoare monofazate se plasează unul faţă de altul, aşa cum este indicat în figură, atunci coloanele *1*, *2*, *3* se pot reuni într-o singură coloană. Însă, în sistemul trifazat simetric, suma fluxurilor magnetice utile a celor trei faze este nulă, $\Phi_A + \Phi_B + \Phi_C = 0$; de aceea în coloana comună fluxul magnetic va fi totdeauna nul şi necesitatea unei *asemenea coloane nu mai are, în general, justificare*. În felul acesta se ajunge la construcţia compactă trifazată din figura 4.17, *b* cu trei coloane şi şase *juguri*, axele *coloanelor fiind* plasate în plane la 120°. Dacă acum desfiinţăm jugurile miezului magnetic al fazei *B*, atunci obţinem o con-

Fig. 4.16

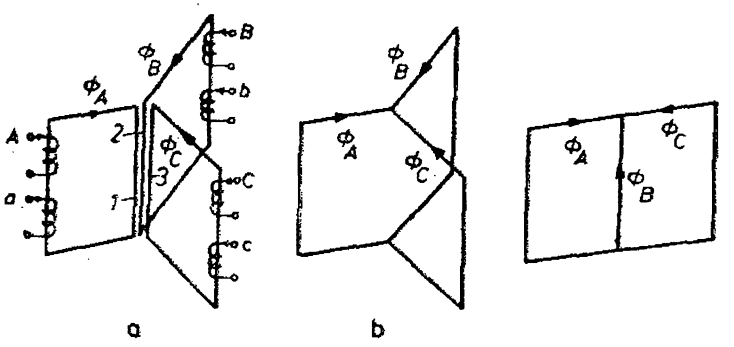


Fig. 4.17

strucție și mai simplă și mai economică, cu cele trei coloane în același plan. Acest tip constructiv are o mare răspîndire practică, însă conduce la o nesimetrie magnetică care poate avea uneori unele consecințe negative în exploatarea transformatoarelor.

Miezul magnetic compact cu trei coloane în același plan se realizează din tole ștanțate de formă dreptunghiulară (cum este indicat în figura 4.2). În rest, transformatorul trifazat are aceleași elemente constructive ca și cel monofazat.

Ecuațiile diferențiale sau în complex ale transformatorului monofazat ca și diagrama de fazori, schema echivalentă și caracteristicile sale se pot utiliza evident și pentru studiul funcționării fiecărei faze a unui grup trifazat de transformatoare format din trei transformatoare monofazat separate indicat în figura 4.17 *a*.

Transformatoarele cu miez magnetic compact prezintă însă unele particularități constructive și funcționale, care trebuie luate în considerare atunci cînd este vorba de aplicarea teoriei transformatorului monofazat la studiul unei faze a transformatorului trifazat. Trebuie demonstrată deci valabilitatea teoriei transformatorului monofazat în cazul celui trifazat, ceea ce vom face în cele ce urmează.

Pentru o fază oarecare a transformatorului trifazat cu miez magnetic simetric compact, de exemplu $A-a$ din figura 4.17, *b* (cu sensurile pozitive alese în figura 4.17, *a* pentru cei șase curenți) se poate scrie:

$$u_A = R_1 i_A + L_{AA}\frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} - L_{BA}\frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} - L_{CA}\frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + \\ + L_{aA}\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} - L_{bA}\frac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t} - L_{cA}\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t},$$

$$-u_a = R_2 i_a - L_{aa}\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} - L_{ba}\frac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t} - L_{ca}\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t} + \\ + L_{Aa}\frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} - L_{Ba}\frac{\mathrm{d}i_B}{\mathrm{d}t} - L_{Ca}\frac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t},$$

în care: R_1 este rezistența înfășurării primare a fazei considerate, R_2 — rezistența înfășurării secundare, L_{mn} inductivitatea mutuală între înfășurările m și n, u_a reprezintă evident tensiunea la bornele înfășurării secundare a aceleiași faze, iar i_m reprezintă curentul în înfășurarea m.

Cu suficientă precizie, dacă se neglijează nesimetria magnetică a fazelor, se poate scrie: $L_{BA} = L_{CA}$; $L_{bA} = L_{cA}$; $L_{ba} = L_{ca}$; $L_{Ba} = L_{Ca}$. Să presupunem că sistemele de curenți îndeplinesc condițiile: $i_A + i_B + i_C = 0$ și $i_a + i_b + i_c = 0$ (adică lipsesc conductoare de nul atît în primar cît și în secundar). În aceste ipoteze, cele două ecuații de mai sus se simplifică:

$$u_A = R_1 i_A + (L_{AA} + L_{BA})\frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + (L_{aA} + L_{bA})\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t};$$

$$-u_a = R_2 i_a + (L_{aa} + L_{ba})\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} + (L_{Aa} + L_{Ba})\frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t}.$$

În această formă, ecuațiile de funcționare ale unei faze a transformatorului cu miez magnetic compact sînt identice cu ecuațiile unui transformator monofazat, cu singura deosebire că în locul inductivităților proprii L_{11}, L_{22} intervin inductivitățile:

$$\mathcal{L}_{11} = L_{AA} + L_{BA};$$

$$\mathcal{L}_{22} = L_{aa} + L_{ba},$$

iar în locul inductivității mutuale L_{12} intervine inductivitatea

$$\mathcal{L}_{12} = L_{aA} + L_{bA} = L_{Aa} + L_{Ba} = \mathcal{L}_{21}.$$

După cum se remarcă, în ecuațiile de funcționare ale unei faze, în condițiile de simetrie magnetică și electrică precizate mai sus, nu intervin curenții celorlalte faze, în schimb interacțiunea cu celelalte faze se face resimțită prin modificarea inductivităților proprii și mutuale ale celor două înfășurări primară și secundară ale fazei considerate.

Aceste inductivități derivate poartă numele de *inductivități ciclice*. Inductivitatea ciclică proprie $\mathcal{L}_{11}$ nu are sensul unei inductivități proprii conform definiției clasice: cîtul între fluxul total propriu și curentul care produce acest flux. Inductivitatea ciclică $\mathcal{L}_{11}$ se referă de fapt la fluxul total produs de toate cele trei înfășurări primare de fază printr-una din înfășurările primare. Ea înglobează de fapt acțiunea simultană asupra înfășurării primare considerate a tuturor curenților înfășurărilor primare de fază. În mod analog, inductivitatea ciclică mutuală $\mathcal{L}_{12}$ înglobează acțiunea simultană asupra unei înfășurări primare a tuturor curenților înfășurărilor secundare de fază. Avantajul introducerii inductivităților ciclice în studiul transformatoarelor trifazate (ca și al mașinilor de curent alternativ trifazate) constă deci în posibilitatea reducerii studiului numai la una din faze, în condiții de simetrie magnetică și electrică.

Pentru a urmări mai departe sensul acestor inductivități ciclice, să considerăm că reluctanța unei porțiuni a miezului magnetic din figura 4.17, *b* care revine unei faze (o coloană plus două juguri) este $\mathcal{R}$, că numărul de spire ale unei înfășurări primare este w_1, iar ale unei înfășurări secundare este w_2. Neglijînd orice dispersii ale cîmpului magnetic, deci presupunînd pentru simplitate că toate liniile unitare ale cîmpului magnetic sînt concentrate în miezul magnetic, se poate deduce imediat

$$L_{AA} = \frac{w_1^2}{\frac{3}{2}\mathcal{R}} = \frac{2}{3}\frac{w_1^2}{\mathcal{R}},$$

$$L_{BA} = \frac{1}{2}\frac{w_1^2}{\frac{3}{2}\mathcal{R}} = \frac{1}{3}\frac{w_1^2}{\mathcal{R}} = \frac{1}{2}L_{AA}.$$

În expresia inductivității L_{AA} intervine reluctanța $\frac{3}{2}\mathcal{R}$ fiindcă fluxul Φ_{AA} după ce străbate reluctanța $\mathcal{R}$ a fazei considerate se ramifică prin cele două coloane ale celorlalte două faze, ale căror reluctanțe fiind în paralel echivalează cu $\mathcal{R}/2$. Inductivitatea mutuală $L_{BA} = \frac{1}{2} L_{AA}$, fiindcă din fluxul unei faze numai jumătate se înlănțuie cu spirele altei faze (figura 4.17, *b*).

În consecință, inductivitatea ciclică proprie va fi

$$\mathcal{L}_{11} = L_{AA} + L_{BA} = \frac{3}{2} L_{AA} = \frac{w_1^2}{\mathcal{R}}.$$

Remarcăm că inductivitatea ciclică este de 3/2 ori mai mare decît inductivitatea proprie a unei înfășurări primare. Mai mult, această inductivitate ciclică este egală cu inductivitatea proprie a unei înfășurări monofazate cu același număr w_1 de spire și cu un miez magnetic de reluctanță $\mathcal{R}$. Deci, un transformator monofazat cu aceleași numere de spire w_1, w_2 pentru înfășurarea primară, respectiv secundară și cu o reluctanță a miezului magnetic egală cu reluctanța porțiunii din miezul trifazat compact care revine unei faze (o coloană, plus două juguri) are exact aceeași comportare ca și o fază oarecare a transformatorului trifazat.

În concluzie, teoria transformatorului monofazat se aplică cu succes și transformatorul trifazat în anumite condiții. *Transformatorul trifazat se comportă în aceste condiții ca și cum fiecare fază ar funcționa independent, ca și cum fiecare înfășurare primară de fază ar interacționa numai cu înfășurarea secundară de fază de pe aceeași coloană.*

Transformatoarele trifazate însă prezintă unele particularități în ceea ce privește *conexiunile* între înfășurări.

Conform STAS, bornele înfășurărilor transformatorului se notează astfel cum este indicat în figura 4.18, *a* pentru transformatorul monofazat, și în figura 4.18, *b* pentru cel trifazat.

Începutul și sfîrșitul înfășurării de înaltă tensiune se notează cu literele *A*, respectiv *X*. Pentru înfășurarea de joasă tensiune se utilizează literele mici: *a* — pentru început și *x* — pentru sfîrșit. Rețeaua trifazată de înaltă tensiune se leagă totdeauna la bornele *A*, *B*, *C*, iar rețeaua trifazată de joasă tensiune se conectează la bornele *a*, *b*, *c*. Borna neutră se notează cu litera mare *N* pentru înfășurările de înaltă tensiune, respectiv cu litera mică *n* pentru înfășurările de joasă tensiune.

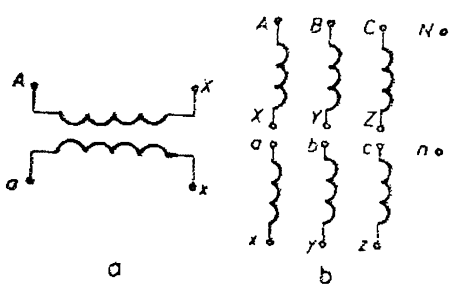


Fig. 4.18

Cunoscînd notația bornelor înfășurărilor, putem conecta în mod corect înfășurările transformatorului trifazat în stea sau triunghi. Acest lucru este deosebit de important pentru funcționarea în paralel a mai multor transformatoare, așa cum vom vedea într-un paragraf următor.

Conectarea în stea, de exemplu, a înfășurărilor de înaltă tensiune este arătată în figura 4.19, *a*. Amintim că, în acest caz, tensiunea de linie este de $\sqrt{3}$ ori mai mare decît tensiunea pe fază, iar curenții de linie sînt egali cu cei din înfășurările de fază.

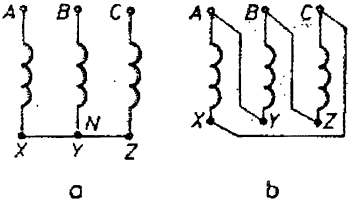


Fig. 4.19

În figura 4.19, *b*, este redată o conexiune în triunghi a înfășurărilor. De data aceasta, tensiunea de linie este egală cu tensiunea pe fază, iar curentul pe linie este de $\sqrt{3}$ ori mai mare decît curentul din înfășurarea de fază.

Conexiunea înfășurărilor în stea se notează cu *Yy* și se numește „stea-stea". Conexiunea înfășurărilor în stea și respectiv triunghi se notează Yd și se numește „stea-triunghi". Dacă de la înfășurările legate în stea se scoate pe capacul transformatorului și punctul neutru, atunci această conexiune se notează Y_0 și se numește „stea cu nul".

Conexiunile transformatorului se deosebesc unele de altele nu numai prin felul legăturilor dintre înfășurările de fază, dar și prin defazajul introdus între tensiunile primară, respectiv secundară conectate între bornele omoloage.

Pentru a lămuri acest lucru, să revenim la transformatorul monofazat (fig. 4.20) ale cărui înfășurări au același sens de înfășurare (de exemplu, în sensul acelor ceasornicului, dacă privim din capătul superior al înfășurării spre capătul inferior), atunci tensiunile la bornele lor U_{AX}, respectiv U_{ax} se reprezintă practic prin fazori suprapuși (dacă neglijăm micile căderi de tensiune datorite fluxului de dispersie și rezistențelor înfășurărilor). Un asemenea transformator face parte din grupa notată cu cifra 12. Această cifră nu indică altceva decît faptul că între cele două tensiuni U_{AX} și U_{ax} există practic același unghi de defazaj ca și între acele ceasornicului cînd arată ora 12.

Dacă același transformator va avea, de exemplu, înfășurarea de joasă tensiune cu sens invers de înfășurare sau va avea bornele notate invers față de situația precedentă (fig. 4.21), atunci între fazorii celor două tensiuni

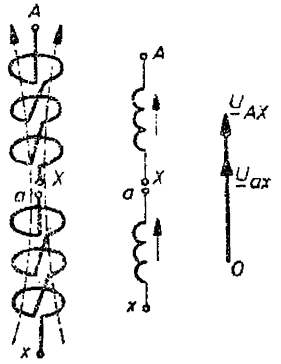


Fig. 4.20

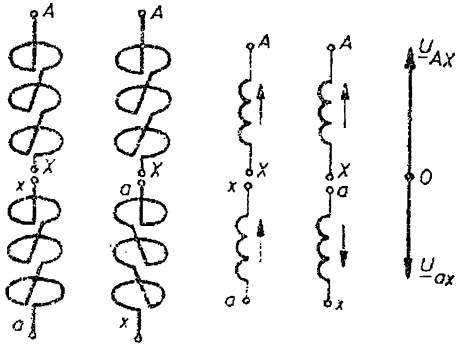


Fig. 4.21

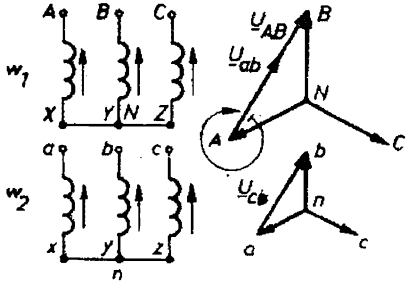


Fig. 4.22

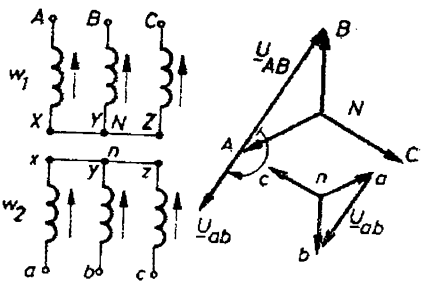


Fig. 4.23

omoloage U_{AX} și U_{ax} va exista un defazaj de 180°. Un asemenea transformator va aparține grupei caracterizate prin cifra 6. Această cifră arată că defazajul între tensiunile omoloage este același ca cel dintre acele ceasornicului cînd indică ora 6.

Dacă transformatoarele monofazate nu pot prezenta decît două variante (6 sau 12) în privința defazajelor introduse între tensiunile omoloage, în cazul transformatoarelor trifazate lucrurile se complică.

Se analizează mai întîi cazul transformatorului trifazat cu conexiunea Yy (fig. 4.22), în care ambele înfășurări sînt conectate în stea. Presupunînd că înfășurările au același sens de înfășurare și bazîndu-ne pe proprietatea demonstrată în paragraful anterior că fiecare fază lucrează independent de celelalte faze întocmai ca un transformator monofazat, putem stabili diagramele de tensiuni primare și secundare (fig. 4.22). Fie $NABC$ steaua tensiunilor primare de fază cu sens de succesiune a fazelor identic cu sensul învîrtirii acelor ceasornicului. Tensiunea $\underline{U}_{na}$ a fazei secundare ax este în fază cu tensiunea $\underline{U}_{NA}$ a fazei primare cu care interacționează ca și cum ar forma un transformator monofazat independent de celelalte faze. În mod analog, fazorul $\underline{U}_{nb}$ este în fază cu fazorul primar analog $\underline{U}_{NB}$ și fazorul $\underline{U}_{nc}$ în fază cu fazorul $\underline{U}_{NC}$. În acest fel, rezultă steaua $nabc$ a tensiunilor secundare de fază. Urmărind defazajul între două tensiuni între faze omoloage $\underline{U}_{AB}$ și $\underline{U}_{ab}$, remarcăm că el este nul. Ne convingem de acest lucru deplasînd prin translație steaua tensiunilor secundare pînă cînd punctul a coincide cu punctul A. Prin urmare, transformatorul Yy considerat aparține grupei 12. Un asemenea transformator se notează Yy-12.

Dacă la transformatorul Yy-12 se schimbă între ele începuturile și sfîrșiturile de fază de joasă tensiune, atunci se obține un transformator Yy-6 (fig. 4.23).

Să studiem din același punct de vedere și conexiunea Yd din figura 4.24, *a*. Să prezentăm steaua $NABC$ a tensiunilor primare de fază și să deducem poziția fazorilor tensiunilor secundare de fază. Vom raționa la fel ca mai sus. Pe fiecare coloană, înfășurările primară și secundară funcționează la fel ca la un transformator monofazat. Prin urmare, dacă înfășurările au același sens de bobinare, tensiunea $\underline{U}_{xa}$ este în fază cu tensiunea $\underline{U}_{NA}$. Dar $\underline{U}_{xa} = \underline{U}_{ca}$ și deci tensiunea $\underline{U}_{ca}$ este în fază cu $\underline{U}_{NA}$. În mod analog, $\underline{U}_{ab}$ este în fază cu $\underline{U}_{NB}$ și $\underline{U}_{bc}$ cu $\underline{U}_{NC}$. Pentru a stabili acum defazajul dintre două tensiuni între

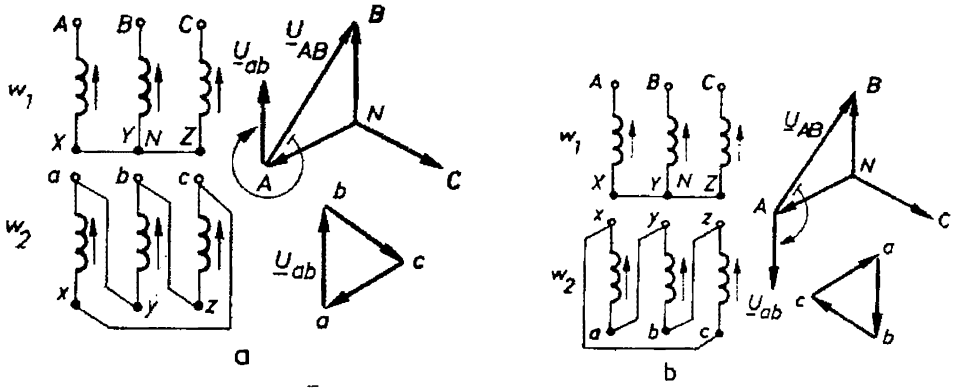


Fig. 4.24

faze omoloage, de exemplu $\underline{U}_{AB}$ și $\underline{U}_{ab}$, să facem o mișcare de translație a triunghiului *abc* pînă cînd vîrful *a* coincide cu punctul *A* (fig. 4.24, *a*). Se remarcă imediat că unghiul dintre fazorii $\underline{U}_{AB}$ și $\underline{U}_{ab}$ contat în sensul succesiunii fazelor este de 330°, exact egal cu unghiul acelor ceasornicului cînd indică ora 11. Prin urmare, transformatorul studiat este Yd-11.

Dacă la transformatorul considerat mai sus schimbăm între ele începuturile și sfîrșiturile înfășurărilor secundare de fază, se realizează un transformator Yd-5 (fig. 4.24, *b*).

În figura 4.25 s-a prezentat schema legăturilor și diagrama fazorială a tensiunilor pentru conexiunea Dy-11.

Reținem deci că cifra indicată după simbolurile conexiunilor precizează defazajul introdus de transformator pentru tensiunile între fazele omoloage primare, respectiv secundare. Această cifră redă ora pentru care unghiul dintre minutarul (înalta tensiune) și orarul (joasa tensiune) unui ceasornic, unghi contat în sensul de rotație al acelor, este egal cu unghiul de defazaj dintre tensiuni între faze omoloage.

Desigur că prin schemele studiate mai sus nu am epuizat toate conexiunile posibile ale transformatorului trifazat. Astfel, se pot imagina conexiunile Yy-2, Yy-4 etc. sau Yd-1, Yd-3 etc. obținute prin permutări ale bornelor. În practică, cele mai utilizate conexiuni sînt însă Yy-12 și Dy-11.

Uneori se mai utilizează, îndeosebi în instalații de redresare, conexiunea stea-zigzag, Yz. O asemenea conexiune este arătată în figura 4.26, *a*. Înfășurarea primară este conectată în stea. Înfășurarea secundară are pe fiecare coloană două bobine, fiecare cu $w_2/2$ spire în serie.

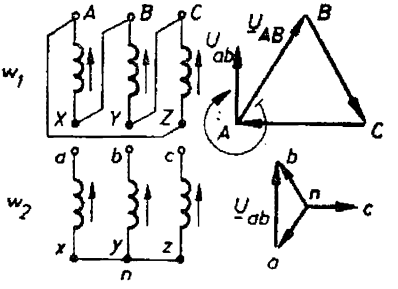


Fig. 4.25

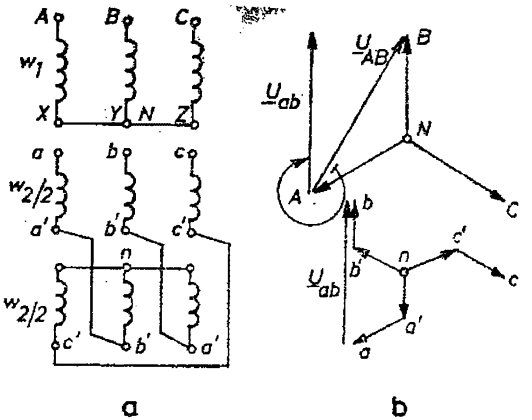


Fig. 4.26

Pentru a stabili defazajul între tensiuni omoloage, remarcăm faptul că fazorul $\underline{U}_{na}$ rezultă prin însumarea fazorilor $\underline{U}_{nA}$ și $\underline{U}_{a'a}$. Dar tensiunea $\underline{U}_{nA}$ este însă în opoziție cu tensiunea primară $\underline{U}_{NB}$, iar tensiunea $\underline{U}_{a'a}$ este în fază cu $\underline{U}_{NA}$. Pe această bază se construiește steaua *nabc* a tensiunilor secundare. Figura 4.26, *b* arată că avem de-a face cu o conexiune Yz-11. Această conexiune este avantajoasă, deoarece la sarcină nesimetrică pe secundar, pe partea primară nesimetria este mai redusă. De asemenea, în cazul cînd curenții de fază au componente continue (cazul redresoarelor cu $m = 3$), aceste componente își anihilează efectul magnetic pe o coloană dată a transformatorului (ele au sensuri inverse în cele două bobine de pe aceeași coloană).

Spre deosebire de transformatorul monofazat, pentru care raportul de transformare a tensiunilor este egal cu raportul numerelor respective de spire, la transformatoarele trifazate situația este oarecum deosebită. Raportul de transformare (raportul tensiunilor omoloage între faze) la mersul în gol depinde nu numai de numerele de spire w_1 și w_2 ale înfășurărilor de fază, dar și de tipul conexiunii transformatorului. Astfel, pentru conexiunea Yy rezultă imediat din diagrama fazorială din figura 4.22:

$$\frac{U_{AB}}{U_{ab0}} = \frac{\sqrt{3}U_{NA}}{\sqrt{3}U_{na}} = \frac{w_1}{w_2};$$

pentru conexiunea Yd (fig. 4.24):

$$\frac{U_{AB}}{U_{ab0}} = \frac{\sqrt{3}U_{NB}}{U_{ab}} = \sqrt{3}\,\frac{w_1}{w_2};$$

pentru conexiunea Dy (fig. 4.25):

$$\frac{U_{AB}}{U_{ab0}} = \frac{U_{AB}}{\sqrt{3}U_{na}} = \frac{1}{\sqrt{3}}\,\frac{w_1}{w_2};$$

pentru conexiunea Yz (fig. 4.26):

$$\frac{U_{AB}}{U_{ab0}} = \frac{U_{NA}}{U_{na}} = \frac{U_{NA}}{2U_{a'a}\cos\frac{\pi}{6}} = \frac{w_1}{2\,\frac{w_2}{2}\,\frac{\sqrt{3}}{2}} = \frac{2}{\sqrt{3}}\,\frac{w_1}{w_2}.$$

Se remarcă faptul că la același raport de transformare și același w_1 la conexiunea Yz trebuie să se pună cu 15% mai multe spire secundare (deci consum suplimentar de material conductor) decît la conexiunea Yy.

4.5. Funcţionarea în paralel a transformatoarelor electrice

Deseori în staţiile electrice de transformare apare necesitatea de a folosi în loc de un singur transformator de mare putere, mai multe transformatoare de putere mai mică.

Desigur, asemenea situaţie conduce, pentru o putere totală dată, la mărirea consumului de materiale şi a investiţiilor, precum şi la creşterea pierderilor de putere. Totuşi, trebuie să avem în vedere faptul că adesea receptorul alimentat de staţie se dezvoltă treptat în mai mulţi ani, ca putere cerută de la staţie. Deci nu există nici o raţiune a utiliza în staţie de la început un transformator a cărui putere să acopere sarcina la care se va ajunge de-abia peste cîţiva ani. În aceste cazuri, fracţionarea puterii transformatorului în mai multe unităţi mai mici se dovedeşte economică şi apare deplin justificată înzestrarea treptată a staţiei cu unităţile necesare, pe măsura dezvoltării receptorului deservit de staţie. Totodată, se rezolvă în mod mult mai corespunzător şi problema rezervei şi asigurării continue cu energie electrică a receptorului întrucît, dacă se defectează unul din transformatoarele staţiei, celelalte pot suporta complet sau parţial, pentru o vreme scurtă, întreaga sarcină.

Nu trebuie trecut cu vederea nici faptul că o staţie cu mai multe transformatoare în paralel, în cazul unor sarcini reduse zilnic sau sezoniere, dă şi posibilitatea scoaterii din funcţiune a unor unităţi în scopul micşorării pierderilor de energie şi utilizării celor în funcţiune la un randament maxim.

Problema de bază, care apare la funcţionarea în paralel a mai multor transformatoare, este aceea a asigurării repartiţiei uniforme între transformatoare a puterii totale solicitate de receptor. La conectarea în paralel a unor transformatoare identice ca putere şi construcţie, repartiţia uniformă a puterii totale se realizează, evident, de la sine. Totuşi, în practică, uneori se conectează în paralel transformatoare diferte ca putere şi construcţie. În cele ce urmează vom analiza cum se repartizează puterea totală pe asemenea transformatoare.

În figura 4.27, *a* este redată schema de conectare în paralel a două transformatoare monofazate, iar în figura 4.27, *b* schema echivalentă a staţiei ; în care $\underline{Z}$ este impedanţa sarcinii. S-a utilizat pentru transformatoare schemele echivalente simplificate. Vom presupune iniţial că cele două transformatoare sînt complet diferite ca puteri nominale, rapoarte de transformare, tensiuni de scurtcircuit.

Fie deci Z''_{KI}, Z''_{KII} impedanţele globale (Kapp) raportate la secundar ale celor două transformatoare, $\underline{U}_1$ tensiunea reţelei de alimentare, aceeaşi pentru cele două transformatoare, $\underline{U}'_{1I}$ şi $\underline{U}'_{1II}$ tensiunile primare raportate la înfăşurarea secundară respectivă :

$$\underline{U}''_{1I} = \frac{\underline{U}_1}{k_{TI}} ; \quad \underline{U}''_{1II} = \frac{\underline{U}_1}{k_{TII}} ,$$

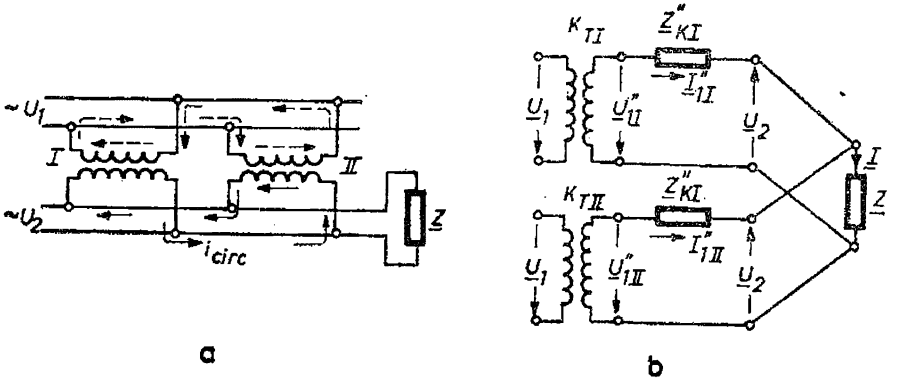


Fig. 4.27

în care k_{TI} și k_{TII} reprezintă rapoartele de transformare presupuse diferite pentru cele două transformatoare.

Pe baza figurii 4.27, *b* putem scrie:

$$\underline{U}''_{1I} = \underline{Z}''_{KI}\underline{I}''_{1I} - \underline{U}_2;$$

$$\underline{U}''_{1II} = \underline{Z}''_{KII}\underline{I}''_{1II} - \underline{U}_2;$$

$$\underline{I}''_{1I} + \underline{I}''_{1II} = \underline{I};$$

$$\underline{U}_2 = -\underline{Z}\underline{I};$$

în care $\underline{I}''_{1I} = -\underline{I}_{2I}$ și $\underline{I}''_{1II} = -\underline{I}_{2II}$ sînt respectiv curenții primari raportați la secundar (egali și de semn contrar cu curenții secundari reali), iar $\underline{U}_2$ este tensiunea secundară reală.

Putem deduce cei doi curenți:

$$\underline{I}''_{1I} = -\underline{I}_{2I} = \frac{\underline{U}''_{1I} + \underline{U}_2}{\underline{Z}''_{KI}};$$

$$\underline{I}''_{1II} = -\underline{I}_{2II} = \frac{\underline{U}''_{1II} + \underline{U}_2}{\underline{Z}''_{KII}},$$

precum și curentul total absorbit de consumator

$$\underline{I} = \underline{I}''_{1I} + \underline{I}''_{1II} = \underline{U}_2\left(\frac{1}{\underline{Z}''_{KI}} + \frac{1}{\underline{Z}''_{KII}}\right) + \frac{\underline{U}''_{1I}}{\underline{Z}''_{KI}} + \frac{\underline{U}''_{1II}}{\underline{Z}''_{KII}}.$$

Eliminînd între cei trei curenți tensiunea $\underline{U}_2$, se obține:

$$\underline{I}''_{1I} = -\underline{I}_{2I} = \underline{I}\frac{\underline{Z}''_{KII}}{\underline{Z}''_{KI} + \underline{Z}''_{KII}} + \frac{\underline{U}''_{1I} - \underline{U}''_{1II}}{\underline{Z}''_{KI} + \underline{Z}''_{KII}};$$

$$\underline{I}''_{1II} = -\underline{I}_{2II} = \underline{I}\frac{\underline{Z}''_{KI}}{\underline{Z}''_{KI} + \underline{Z}''_{KII}} - \frac{\underline{U}''_{1I} - \underline{U}''_{1II}}{\underline{Z}''_{1I} + \underline{Z}''_{1II}}.$$

Curenții $\underline{I}''_{1I}$ și $\underline{I}''_{1II}$ au fiecare cîte două componente. Primele componente, diferite pentru cele două transformatoare, și anume:

$$\underline{I}\frac{\underline{Z}''_{KII}}{\underline{Z}''_{KI} + \underline{Z}''_{KII}} \text{ și } \underline{I}\frac{\underline{Z}''_{KI}}{\underline{Z}''_{KI} + \underline{Z}''_{KII}}$$

reprezintă componente utile, impuse de sarcina comună.

Celelalte componente în curenții debitați de cele două transformatoare în paralel sînt independente de curentul $\underline{I}$ și au valori absolute egale. Ele există chiar și cînd curentul $\underline{I}$ este nul, adică transformatoarele funcționează în gol. Se remarcă faptul că, dacă în curentul $\underline{I}''_{1I}$ al primului transformator această componentă are expresia

$$\underline{I}_{circ} = \frac{\underline{U}''_{1I} - \underline{U}''_{1II}}{\underline{Z}''_{KI} + \underline{Z}''_{KII}},$$

în curentul $\underline{I}''_{1II}$ al celui de al doilea transformator componenta respectivă are exact aceeași expresie, dar de semn schimbat. Prin urmare, componenta $\underline{I}_{circ}$ reprezintă un curent comun între cele două transformatoare în paralel (fig. 4.27, *a*). Curentul $\underline{I}_{circ}$ străbate primul transformator într-un sens și pe cel de al doilea transformator în sens invers, fiind independent de sarcină. Acest curent poartă denumirea de *curent de circulație sau egalizare*. El este periculos prin faptul că încarcă suplimentar unul din transformatoare și descarcă pe celălalt.

Putem pune în evidență consecințele negative în funcționarea transformatoarelor datorită acestui curent de circulație printr-un exemplu numeric. Să presupunem că cele două transformatoare presupuse trifazate care funcționează în paralel au următoarele caracteristici: $S_{NI} = 100$ kVA; $k_{TI} = 6\,000$ V/400 V; $u_{kI} = 5{,}5\%$; $I_{2NI} = 144{,}3$ A, respectiv $S_{NII} =$

$= 320$ kVA ; $k_{TII} = 6\,000$ V/396 V ; $u_{KII} = 5{,}5\%$; $I_{2NII} = 466{,}5$ A. Conexiunile sînt aceleaşi Yy-12, iar sarcina comună necesită $I = 610$ A, sub factorul de putere $\cos\varphi_2 = 0{,}707$. Rapoartele de transformare diferă cu doar 1%.

Neglijînd căderile de tensiune, rezultă că diferenţa $U''_{1I} - U''_{1II}$ este egală cu $0{,}01\ U''_{1I} = 0{,}01 U_{2NI}$. De asemenea, neglijînd rezistenţele în raport cu reactanţele de dispersie, rezultă :

$$\underline{Z}''_{KI} = \mathrm{j}X''_{\sigma KI} = \mathrm{j}\,\frac{u_{KI}U_{2NI}}{I_{2NI}} = \mathrm{j}\,\frac{0{,}055\cdot 400}{\sqrt{3}\cdot 144{,}3} = \mathrm{j}\,0{,}088\ \Omega\ ;$$

$$\underline{Z}''_{KII} = \mathrm{j}\,X''_{\sigma KII} = \mathrm{j}\,\frac{u_{KII}U_{2NII}}{I_{2NII}} = \mathrm{j}\,\frac{0{,}055\cdot 396}{\sqrt{3}\cdot 466{,}5} = \mathrm{j}\,0{,}027\ \Omega.$$

Curentul de circulaţie va fi (fig. 4.28) :

$$\underline{I}_{circ} = \frac{\underline{U}''_{1I} - \underline{U}''_{1II}}{\underline{Z}''_{KI} + \underline{Z}''_{KII}} = \frac{0{,}01\cdot 400}{3\,\mathrm{j}(0{,}088 + 0{,}027)} = -\mathrm{j}\,20{,}1\ \mathrm{A},$$

iar curentul dat în sarcină de primul transformator va fi :

$$\underline{I}''_{1I\ util} = \underline{I}\,\frac{\underline{Z}''_{KII}}{\underline{Z}''_{KI} + \underline{Z}''_{KII}} = 610\,\frac{0{,}027}{0{,}088 + 0{,}027}\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{\pi}{4}} = 143{,}2\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{\pi}{4}}\mathrm{A}.$$

În concluzie, curentul care străbate înfăşurarea secundară a primului transformator va fi, aşa cum rezultă din construcţia din figura 4.28 :

$$I_{2I} = I''_{1I} = 158\ \mathrm{A} = 1{,}1 I_{2NI},$$

adică un curent cu 10% mai mare decît curentul nominal. O asemenea încărcare a transformatorului nu poate fi suportată mai mult decît aproximativ 40 min, după care, din cauza încălzirii excesive, transformatorul trebuie deconectat de la reţea.

Bineînţeles că o diferenţă a rapoartelor de transformare mai mare decît cea considerată de 1% atrage după sine un curent de egalizare mult mai însemnat.

Pentru ca să nu existe curent de egalizare, se impune ca

$$\underline{U}''_{1I} - \underline{U}''_{1II} = 0,$$

ceea ce înseamnă, pe de o parte, că $U''_{1I} = U''_{1II}$, adică *rapoartele de transformare ale transformatoarelor care funcţionează în paralel trebuie să fie egale, cu o foarte mică eroare.* Conform STAS, un transformator care nu respectă raportul de transformare impus iniţial în limitele $\pm 0{,}5\%$ este respins la recepţie.

Pe de altă parte, relaţia de mai sus fiind o relaţie complexă, impune aceeaşi fază a mărimilor $\underline{U}''_{1I}$ şi $\underline{U}''_{1II}$. De aici rezultă o condiţie nouă referitoare la transformatoarele trifazate. Se ştie că diferitele conexiuni conduc la defazaje diferite între tensiunile omoloage primară şi secundară. Cum, atunci cînd transformatoarele de conexiuni diferite funcţionează în paralel pe aceeaşi reţea de alimentare, tensiunea U_1 este aceeaşi, rezultă că tensiunile secundare omoloage sînt defazate. De exemplu, pentru două transformatoare Yy-12, respectiv Yd-11, între tensiunile secundare presupuse egale ca valoare efectivă datorită unor rapoarte egale de transformare, există un defazaj de 30°. Deci $|\underline{U}''_{1I} - \underline{U}''_{1II}| = 2U''_1 \sin 15° = 0{,}52U''_1$. Cu asemenea diferenţă, curentul de egalizare, conform datelor numerice din exemplul de mai sus, ar atinge valoarea enormă de 1 044 A, adică de 7,3 ori mai mare decît curentul nominal. Prin urmare, *nu se pot conecta în paralel transformatoare trifazate cu conexiuni diferite.*

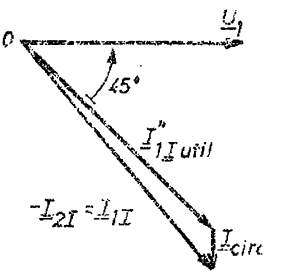


Fig. 4.28

În continuare, ne vom referi numai la transformatoare care au aceleaşi conexiuni şi aceleaşi rapoarte de transformare şi vom analiza modul cum se repartizează sarcina comună în cazul unor tensiuni de scurtcircuit diferite.

Din expresiile curenților I_{II} și I_{III}, în ipoteza $I_{ctrc} = 0$, rezultă

$$\frac{\underline{I}''_{II}}{\underline{I}''_{III}} = \frac{\underline{Z}''_{KII}}{\underline{Z}''_{KI}}$$

sau, ceea ce este totuna :

$$\frac{I_{2I}}{I_{2NI}} : \frac{I_{2II}}{I_{2NII}} = \frac{Z''_{KII}\, I_{2NII}}{Z''_{KI}\, I_{2NI}} = \frac{U_{2KII}}{U_{2KI}}\, e^{j(\varphi_{II}-\varphi_I)},$$

în care $U_{2KI} = Z''_{KI} I_{2NI}$ și $U_{2KII} = Z''_{KII} I_{2NII}$ reprezintă tocmai tensiunile de scurtcircuit ale celor două transformatoare, iar φ_I și φ_{II} reprezintă unghiurile interne ale impedanțelor globale :

$$\operatorname{tg} \varphi_I = \frac{X''_{\sigma KI}}{R''_{KI}} = \frac{u_{rI}}{u_{aI}}\,;\quad \operatorname{tg} \varphi_{II} = \frac{X''_{\sigma KII}}{R''_{KII}} = \frac{u_{rII}}{u_{aII}}.$$

Să presupunem mai întîi $U_{2KI} = U_{2KII}$, dar $\varphi_I \neq \varphi_{II}$. Astfel, în cazul exemplului numeric luat mai sus, să presupunem $P_{JNI} = 2\,640$ W și $P_{JNII} = 5\,600$ W. Prin urmare :

$$u_{aI} = \frac{P_{JNI}}{S_{NI}} = \frac{2{,}64}{100} = 0{,}0264\,;$$

$$u_{aII} = \frac{P_{JNII}}{S_{NII}} = \frac{5{,}6}{320} = 0{,}0194\,;$$

$$u_{rI} = \sqrt{u^2_{KI} - u^2_{aI}} = \sqrt{0{,}055^2 - 0{,}0264^2} = 0{,}0482\,;$$

$$u_{rII} = \sqrt{u^2_{KII} - u^2_{aII}} = \sqrt{0{,}055^2 - 0{,}0194^2} = 0{,}0522\,;$$

$$\operatorname{tg} \varphi_I = \frac{u_{rI}}{u_{aI}} = \frac{0{,}0482}{0{,}0264} = 1{,}82\,;$$

$$\operatorname{tg} \varphi_{II} = \frac{u_{rII}}{u_{aII}} = 2{,}98\,;$$

$$\varphi_I = 61^\circ\,;\ \varphi_{II} = 71{,}5^\circ\,;\ \varphi_{II} - \varphi_I = 10{,}5^\circ.$$

Așadar, mărimile complexe $\frac{\underline{I}_{2I}}{I_{2NI}}$ și $\frac{\underline{I}_{2II}}{I_{2NII}}$ sînt egale în modul, dar defazate cu aproximativ 10°, așa cum se vede din figura 4,29, care corespunde cazului cînd fiecare transformator debitează în sarcină comună curentul nominal. În această situație, fiecare transformator este străbătut de un curent relativ

$$\frac{I_{2I}}{I_{2NI}} = \frac{I_{2II}}{I_{2NII}} = 1{,}004,$$

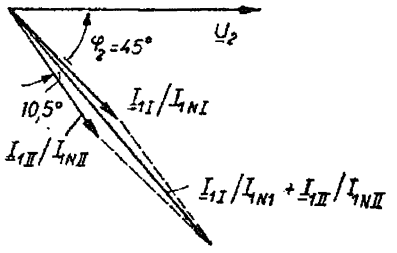


Fig. 4.29

doar cu 4% mai mare decît cel nominal. În consecință, funcționarea în paralel în cazul $\varphi_I \neq \varphi_{II}$, dar $u_{KI} = u_{KII}$ în cazurile reale de transformatoare construite conform STAS, este posibilă fără nici o dificultate. Totuși *nu se admite a se conecta în paralel transformatoare de puteri nominale mult prea diferite, al căror raport depășește 1 : 3 sau 1 : 4*, în care caz diferența $\varphi_{II} - \varphi_I$ ar putea atinge valori inadmisibile.

Se analizează acum cazul cînd $u_{KI} \neq u_{KII}$ dar $\varphi_I = \varphi_{II}$. În acest caz, se poate scrie

$$\frac{I_{2I}}{I_{2NI}} : \frac{I_{2II}}{I_{2NII}} = \frac{U_{2KII}}{U_{2KI}},$$

sau, înmulțind peste tot cu tensiunea U_{2N}, și ordonînd în alt mod

$$\frac{S_I}{S_{II}} = \frac{S_{NI}}{S_{NII}} \frac{u_{KII}}{u_{KI}}.$$

Cu alte cuvinte, *puterea aparentă totală*

$$S = S_I + S_{II}$$

se repartizează pe cele două transformatoare direct proporțional cu puterile aparente nominale, dar invers proporționale cu tensiunile de scurtcircuit relative.

Un exemplu numeric ne permite să tragem unele concluzii importante pentru buna funcționare în paralel a transformatoarelor. Fie $S_{NI} = 100$ kVA și $S_{NII} = 320$ kVA, $u_{KI} = 5{,}0\%$ și $u_{KII} = 6{,}0\%$ (de exemplu, primul transformator este la limita inferioară admisă de STAS, iar al doilea transformator este la limita superioară admisă). Așadar, capacitatea aparentă a stației este de $100 + 320 = 420$ kVA. Am avea impresia că o sarcină comună $S = 400$ kVA ar putea fi ușor preluată de cele două transformatoare, dacă ar funcționa în paralel. Însă realitatea este alta. Astfel, din ecuațiile:

$$S = S_I + S_{II} = 400 \text{ kVA};$$

$$\frac{S_I}{S_{II}} = \frac{S_{NI}}{S_{NII}} \frac{u_{KII}}{u_{KI}} = \frac{100}{320} \cdot \frac{6{,}0}{5{,}0} = 0{,}375,$$

rezultă $S_I = 110$ kVA; $S_{II} = 290$ kVA.

Prin urmare, dacă cel de-al doilea transformator poate funcționa complet normal, numai fiindcă $S_{II} < S_{NII}$, în schimb primul transformator este suprasolicitat cu 10%, ceea ce nu este permis. De altfel, protecția acestui transformator va sesiza curentul cu 10% mai mare decît cel nominal și va comanda declanșarea întreruptorului automat care conectează transformatorul la rețeaua de alimentare. În acest fel, întreaga sarcină de 400 kVA va fi preluată de cel de-al doilea transformator și, fiindcă acest lucru înseamnă o suprasolicitare, de asemenea nepermisă de 25%, va fi și el deconectat de către releele de protecție. În acest fel, receptorul care necesită 400 kVA nu poate fi alimentat de către stația de transformare.

Numai dacă receptorul solicită o putere $S \leqslant 366$ kVA, în așa fel încît primul transformator să se încarce cu o putere $S_I = 100$ kVA, iar cel de-al doilea cu o putere $S_{II} = 266$ kVA, este posibilă funcționarea în paralel. Dar, în acest caz, din puterea totală instalată de 420 kVA nu ar putea fi folosită decît maximum 366 kVA, adică 87%. O asemenea situație nu este corespunzătoare din punct de vedere economic.

Se impune deci cu necesitate ca transformatoarele care se conectează în paralel să aibă și aceleași tensiuni de scurtcircuit relative. Dacă în exemplul luat, $u_{KI} = u_{KII}$, atunci sarcina $S = 400$ kVA s-ar fi repartizat astfel: $S_I = 95$ kVA; $S_{II} = 305$ kVA, rămînînd o rezervă de sarcină la fiecare transformator și existînd posibilitatea utilizării complete a capacității instalate în stație.

Rezumînd, pentru buna funcționare în paralel a transformatoarelor electrice trebuie îndeplinite condițiile: *a*) transformatoarele să aibă același raport de transformare; *b*) aceeași grupă de conexiuni; *c*) aceleași tensiuni relative de scurtcircuit; *d*) puteri nominale în raportul 1 : 3, maximum 1 : 4.

Bineînțeles, la conectarea în paralel trebuie să urmărim legarea în paralel a fazelor omoloage: A_I cu A_{II}, B_I cu B_{II} etc.

4.6. Autotransformatorul

Deseori, în instalațiile de înaltă și joasă tensiune, în instalațiile de telecomunicații, radiotehnică sau automatică apare necesitatea schimbării tensiunii doar cu $\pm$ (10...50%). Întrebuințarea în aceste cazuri a transfor-

matoarelor obișnuite cu două înfășurări separate nu este rațională din punct de vedere tehnico-economic. Mai corespunzătoare se dovedește a fi utilizarea așa-numitelor *autotransformatoare.*

Să presupunem că vrem să schimbăm tensiunea unei rețele electrice monofazate de la valoarea U_I la valoarea U_{II}. Pentru aceasta se poate utiliza un transformator cu două înfășurări, înfășurarea primară fiind conectată la tensiunea U_I a rețelei de alimentare, iar înfășurarea secundară în serie în rețea, în așa fel încît tensiunea secundară U_2 să se adune cu tensiunea U_1 și să rezulte ca sumă tensiunea necesară U_{II} (fig. 4.30). Transformatorul conectat în acest fel, cu o legătură galvanică între înfășurări (în nodul x în figura 4.30, *a*, *b*) poartă numele de autotransformator.

Dacă se schimbă tensiunea U_I la valoarea U_{II} cu ajutorul unui transformator obișnuit (fig. 4.30, *c*), atunci acest transformator trebuie calculat la puterea aparentă $U_I I_I \approx U_{II} I_{II}$. Dacă însă se utilizează un autotransformator pentru aceeași putere transmisă, puterea aparentă de calcul a acestuia va fi $U_1 I_1 \approx U_2 I_2$. Trebuie să se facă distincție în cazul autotransformatorului între puterea transmisă $U_I I_I \approx U_{II} I_{II} = U_{II} I_2$ și puterea de calcul $U_1 I_1 \approx$ $\approx U_2 I_2$, fiindcă rețeaua primară de alimentare transmite putere circuitului secundar atît direct prin bornele xa, cît și prin intermediul cîmpului electromagnetic din transformatorul U_1, U_2. Puterea care se transmite direct nu afectează calculul și dimensiunile autotransformatorului. În aceasta constă în esență avantajul autotransformatorului față de transformatorul obișnuit, în care întreaga putere $U_I I_I \approx U_{II} I_{II}$ se transmite prin intermediul cîmpului electromagnetic.

Pentru a ne da seama mai corect de avantajele economice ale autotransformatorului, să calculăm raportul între puterea electromagnetică de calcul $U_1 I_1 \approx U_2 I_2$ și puterea totală transmisă $U_I I_I \approx U_{II} I_{II}$.

Pentru aceasta, trebuie însă să se scrie ecuațiile de funcționare ale autotransformatorului (v. convențiile de sensuri pozitive din figura 4.30, *a*). Presupunem că înfășurarea primară are w_1 spire, iar cea secundară w_2 spire. În consecință:

$$\underline{I}_I = \underline{I}_1 + \underline{I}_2;$$

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_{II};$$

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_I;$$

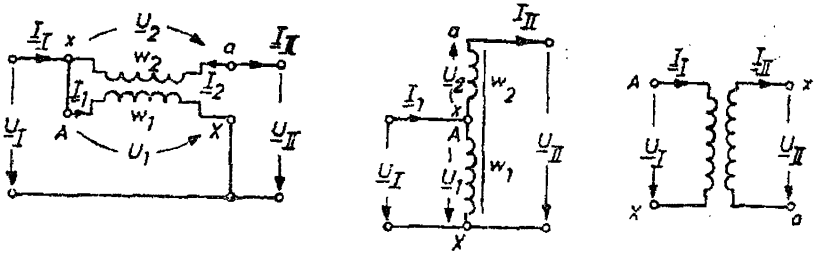


Fig. 4.30

$$\underline{U}_I = \underline{U}_{II} + \underline{U}_2 ;$$

$$-\frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2} \approx \frac{w_1}{w_2} ;$$

$$w_1 \underline{I}_1 + w_2 \underline{I}_2 \approx 0.$$

Ultimele două ecuații rezultă din ecuațiile clasice ale transformatorului, în ipoteza că se neglijează orice pierderi și căderi de tensiune ca și curentul de magnetizare.

Din ecuația a treia și a patra se deduce, ținînd seama și de ecuația a cincea,

$$\underline{U}_I \left(1 + \frac{w_2}{w_1}\right) = \underline{U}_{II},$$

sau, trecînd la valori efective

$$U_{II} = U_I \left(1 + \frac{w_1}{w_2}\right);$$

prin urmare, autotransformatorul considerat este ridicător de tensiune ($U_{II} > U_I$).

Pe de altă parte,

$$\frac{U_2}{U_{II}} = \left|\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_{II}}\right| = \left|\frac{\underline{U}_I \frac{w_2}{w_1}}{\underline{U}_{II}}\right| = \frac{w_2}{w_1 + w_2} = \frac{U_{II} - U_I}{U_{II}} .$$

Prin urmare, raportul între puterea electromagnetică $U_2 I_2$ a autotransformatorului și puterea totală transmisă $U_{II} I_{II}$ va fi dată de relația:

$$\frac{U_2 I_2}{U_{II} I_{II}} = \frac{U_2 I_2}{U_{II} I_2} = \frac{U_2}{U_{II}} = \frac{U_{II} - U_I}{U_{II}} = 1 - \frac{U_I}{U_{II}} .$$

Din această relație se observă că aplicarea autotransformatorului este cu atît mai convenabilă și este legată de un consum mai mic de materiale active — cupru și oțel electrotehnic — cu cît raportul tensiunilor U_I/U_{II} este mai aproape de unitate, adică cu cît tensiunea rețelei de alimentare este schimbată mai puțin. De exemplu, pentru $U_I = 0{,}8\, U_{II}$, puterea de calcul a unui transformator este de 20% din puterea unui transformator obișnuit pentru aceeași putere totală transmisă. În plus, micșorarea greutății materialelor active conduce desigur și la micșorarea pierderilor electrice și magnetice. De aceea, la aceeași putere totală transmisă, randamentul autotransformatorului este superior totdeauna randamentului transformatorului obișnuit.

Dezavantajul autotransformatorului constă în faptul că înfășurarea secundară este legată galvanic de înfășurarea primară (în nodul A). Ea trebuie deci să aibă aceeași izolație în raport cu masa ca și înfășurarea primară. Această împrejurare împiedică construcția economică a autotransformatoarelor pentru rapoarte de transformare mai mari de 1,5...2,0.

Bineînțeles, se pot utiliza și autotransformatoare coborîtoare de tensiune. Schema utilizată pentru aceste autotransformatoare este redată în figura 4.31. O schemă pentru autotransformator trifazat este arătată în figura 4.32.

Autotransformatorul se construiește și ca dispozitiv care permite reglajul continuu al tensiunii secundare. Reglajul tensiunii se realizează pe calea variației numărului de spire secundare fie cu ajutorul unor comutatoare speciale, fie cu ajutorul unui contact mobil care calcă direct pe înfășurarea secundară lipsită de izolație în lungul unei fîșii a suprafeței exterioare. Desigur că asemenea regulatoare de tensiune se utilizează la puteri relativ mici ($S < 5$ kVA).

4.7. Comportarea transformatoarelor utilizate în alimentarea convertoarelor cu semiconductoare

În instalațiile de redresare se utilizează uneori un transformator și anume, cînd tensiunea continuă necesară la bornele sarcinii de curent continuu nu se potrivește cu tensiunile alternative standardizate ale rețelelor de curent alternativ.

Studiul acestor transformatoare utilizate în instalații de redresare ridică unele probleme specifice. Ele funcționează, de regulă, în regim deformant, iar uneori puterea aparentă a secundarului transformatorului diferă de cea a primarului. Din aceste motive, transformatorul dintr-o instalație de redresare nu este utilizat 100%, baza de comparație fiind transformatorul de aceeași putere aparentă de sarcină, folosit însă în curenți pur sinusoidali.

Mai trebuie adăugat faptul că în instalațiile de redresare se utilizează deseori scheme speciale de transformatoare.

În cele ce urmează vom studia spre exemplificare o schemă de instalație de redresare dintre cele mai curente, trifazată cu redresarea unei singure alternanțe, stabilind variațiile de timp ale curenților primari și secundari, ca și a tensiunii redresate. Vom calcula valorile efective ale curenților și

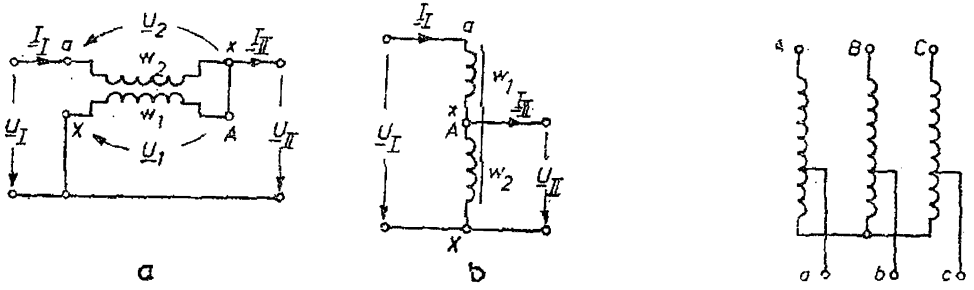


Fig. 4.31 Fig. 4.32

puterile aparente primară și secundară și vom determina puterea de calcul a transformatorului. În acest studiu vom apela la unele ipoteze simplificatoare ca: neglijarea căderilor de tensiune ohmice și inductive în înfășurările transformatorului, lipsa suprapunerii în funcționare a diodelor (inexistența comutației), cădere de tensiune neglijabilă pentru o diodă atunci cînd ea conduce, curent de sarcină practic continuu.

Instalația trifazată simplă utilizează un transformator trifazat. Presupunem că acesta are o conexiune stea-stea (fig. 4.33, *a*). Schema are trei diode, cîte una pentru fiecare fază secundară, montate în stea. Între nulurile stelei diodelor și al stelei înfășurărilor secundare se conectează sarcina L, R. Pe intervalul de timp de $2\pi/3$ cît timp tensiunea u_{2a} a fazei a secundare este mai mare decît tensiunile celorlalte două faze b și c, conduce numai dioda D_a. Tensiunile la bornele diodelor D_a și D_b, contate în sensul de conducție al acestor diode fiind u_{Da} și u_{Db}, se poate scrie următoarea relație dedusă prin aplicarea teoremei a doua a lui Kirchhoff pe următorul contur: înfășurarea secundară a, dioda D_a, dioda D_b, înfășurarea secundară b.

$$-u_{2a} + u_{Da} - u_{Db} + u_{2b} = 0,$$

din care rezultă tensiunea la bornele diodei D_b, atunci cînd dioda D_a conduce ($u_{Da} \approx 0$):

$$u_{Db} = u_{2b} - u_{2a}. \tag{4.22}$$

Din relația (4.22) se deduce că, atît timp cît $u_{2a} > u_{2b}$, dioda D_b este negativată și nu poate conduce. La fel se arată că, dacă $u_{2a} > u_{2c}$, nici dioda D_c nu poate conduce.

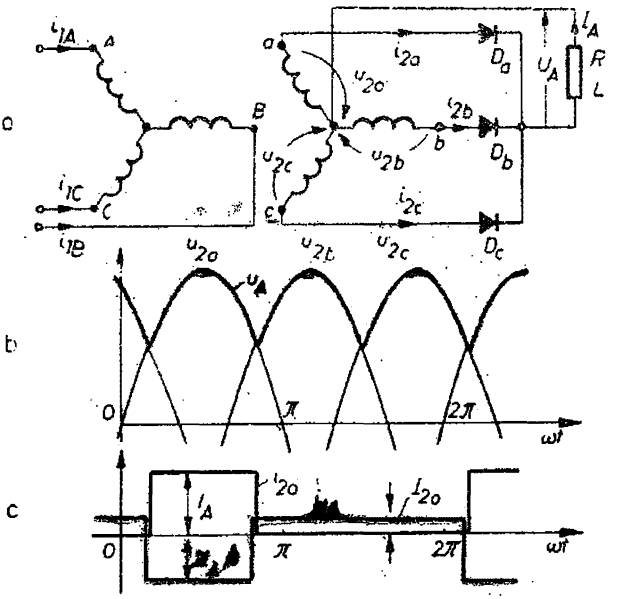


Fig. 4.33

Cînd u_{2b} devine mai mare decît celelalte tensiuni secundare de fază, începe să conducă dioda D_b, și acest lucru se întîmplă pe o durată de $2\pi/3$ ș.a.m.d.

Curenții secundari i_{2a}, i_{2b} și i_{2c} sînt deci pulsatorii, cu pulsuri dreptunghiulare (în ipoteza $L/R \approx \infty$), de înălțime I_A (fig. 4.33, *c*). Fiecare curent secundar conține o componentă continuă $I_{20} = I_A/3$, aceeași pentru toate fazele. Aceste componente continue nu au curent corespondent în înfășurările primare. Cît privește curenții primari de fază, ei se pot calcula pe baza relațiilor de solenații pentru fiecare fază în parte. Astfel, pentru fazele *A* primară și secundară de pe aceeași coloană, se poate scrie, neglijînd curentul de magnetizare,

$$w_1 i_{1A} + w_2(i_{2a} - I_{20}) = 0, \tag{4.23}$$

din care se deduce expresia curentului i_{1A},

$$i_{1A} = -\frac{w_2}{w_1}\left(i_{2a} - \frac{I_A}{3}\right),$$

care permite trasarea curbei sale de variație în timp (cu linie roșie în figura 4.33, *c*). La fel se deduc curbele de variație ale celorlalți curenți i_{1B} și i_{1C}.

Din relația (4.23) se deduce

$$w_1 i_{1A} + w_2 i_{2a} = w_2 I_{20},$$

ceea ce înseamnă că pe fiecare coloană principală a transformatorului trifazat există o solenație rezultantă constantă în timp $w_2 I_{20} = w_2 I_A/3$, care produce un flux constant. Cele trei fluxuri constante din cele trei coloane principale nu se pot închide decît prin aer și prin pereții cuvei transformatorului între juguri, dacă miezul magnetic are numai trei coloane (construcția cu flux forțat). Cum drumul de închidere al acestor fluxuri constante în timp este de mare reluctanță, fluxurile sînt relativ reduse și nu cauzează o saturație permanentă supărătoare a coloanelor. Dacă miezul magnetic are altă construcție (grup transformatoric), atunci fluxurile constante amintite pot provoca saturarea importantă a coloanelor, cu toate consecințele negative asociate. De aceea, în instalațiile trifazate de redresare care funcționează după schema 4.33, *a*, se apelează la transformatoare trifazate cu flux forțat (cu miez compact cu trei coloane). Trebuie reținut însă faptul că existența componentelor continue de curent în înfășurările secundare ale transformatorului va conduce la un mai slab grad de utilizare a acestuia.

Tensiunea redresată este pulsatorie, ea urmărind tensiunile secundare de fază atît timp cît funcționează diodele redresoare respective. Valoarea medie a tensiunii redresate se calculează cu ușurință:

$$U_A = \frac{3}{2\pi}\int_{\pi/6}^{5\pi/6} U_2\sqrt{2}\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}}\,U_2. \tag{4.24}$$

Valoarea efectivă a curentului secundar este

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi/3} I_A^2 \, \mathrm{d}(\omega t)} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_A,$$

așa încît puterea aparentă a secundarului transformatorului este

$$S_2 = 3U_2 I_2 = 3\,\frac{\pi\sqrt{2}}{3\sqrt{3}}\,U_A\,\frac{1}{\sqrt{3}}\,I_A = \frac{\pi\sqrt{2}}{3}\,P_c = 1{,}48\;P_c, \qquad (4.25)$$

valoare destul de ridicată. $P_c = U_A I_A$ este puterea absorbită de sarcină.

Valoarea efectivă a curentului primar va fi

$$I_1 = \frac{w_2}{w_1}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{2\pi/3}\left(\frac{2I_A}{3}\right)^2 \mathrm{d}(\omega t) + \int_{2\pi/3}^{2\pi}\left(\frac{I_A}{3}\right)^2 \mathrm{d}(\omega t)\right]} = \frac{w_2}{w_1}\,\frac{\sqrt{2}}{3}\,I_A,$$

iar puterea aparentă a primarului transformatorului trifazat rezultă în consecință, ținînd seama și de expresia (4.24),

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3\,\frac{w_1}{w_2}\,U_2\,\frac{w_2}{w_1}\,\frac{\sqrt{2}}{3}\,I_A = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}}\,P_c = 1{,}21\;P_c. \qquad (4.26)$$

Luînd în considerație formulele (4.25) și (4.26), se calculează puterea aparentă de calcul a transformatorului,

$$S = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1{,}48 + 1{,}21}{2}\,P_c = 1{,}35\;P_c.$$

În concluzie, se poate afirma că instalația trifazată simplă de tipul studiat stea-stea, pe lîngă dezavantajele provocate de existența fluxurilor constante de timp în coloanele miezului, mai are și un grad slab de utilizare a transformatorului.

În mod analog, se pot studia instalațiile monofazate și trifazate în punte, pentru care se găsește o putere de calcul a transformatorului de 1,11 P_c, respectiv 1,05 P_c. Aceste instalații nu au dificultăți cu curentul continuu în înfășurările secundare și deci sînt mai favorabile.

5

MAŞINI ASINCRONE UTILIZATE ÎN ACŢIONĂRI ELECTRICE

5.1. Elementele constructive de bază ale maşinii asincrone trifazate

Maşina asincronă trifazată are două părţi constructive de bază (fig. 5.1):

— **statorul**, parte imobilă, care cuprinde miezul feromagnetic, carcasa cu tălpile de prindere în fundaţie, înfăşurarea statorică, scuturile cu lagăre, cutia de borne, dispozitivul cu perii (numai la unele tipuri);

— **rotorul**, parte mobilă, care cuprinde miezul feromagnetic rotoric, înfăşurarea rotorică, inelele de contact (numai la unele tipuri), ventilatorul.

Vom da o scurtă descriere a principalelor elemente constructive distinctive.

Miezul statoric este realizat din tole de oţel electrotehnic, de grosime 0,5 mm, izolate cu lac, strînse în pachet rigid şi prins în carcasa maşinii. Miezul are formă cilindrică, la periferia interioară a acestuia fiind practicate crestături distribuite în mod uniform. În crestături sînt plasate bobinele unei înfăşurări trifazate.

Înfăşurarea statorică (fig. 5.2) este alcătuită din trei înfăşurări de fază identice ca date constructive (conductor, număr de bobine şi spire). Cele trei înfăşurări sînt decalate la periferia interioară cu unghiul geometric $2\pi/3\ p$ (p fiind numărul de perechi de poli) una faţă de celelalte, ocupă acelaşi număr de crestături şi sînt conectate între ele în stea sau triunghi şi legate la o reţea trifazată de c.a. prin intermediul unei cutii de borne statorice. Conductorul utilizat este din cupru. Spirele bobinelor sînt izolate faţă de pereţii crestăturii, conductorul la rîndul său fiind şi el izolat. Înfăşurările

se impregnează cu lac pentru rigidizare, o mai bună izolare și o mai bună conducție termică. Unele detalii referitoare la înfășurări se vor prezenta în paragraful următor.

Miezul rotoric are tot formă cilindrică și este realizat tot din tole de oțel electrotehnic, de grosime 0,5 mm, uneori neizolate între ele. fiindcă, așa cum vom vedea, frecvența de magnetizare a tolelor rotorice este foarte redusă în cazul funcționării ca motor și în consecință pierderile în fier sînt neînsemnate. La periferia miezului sînt practicate în mod uniform crestături în care se plasează înfășurarea rotorică. Miezul este strîns rigid și solidarizat cu arborele rotoric (prin pană, de exemplu).

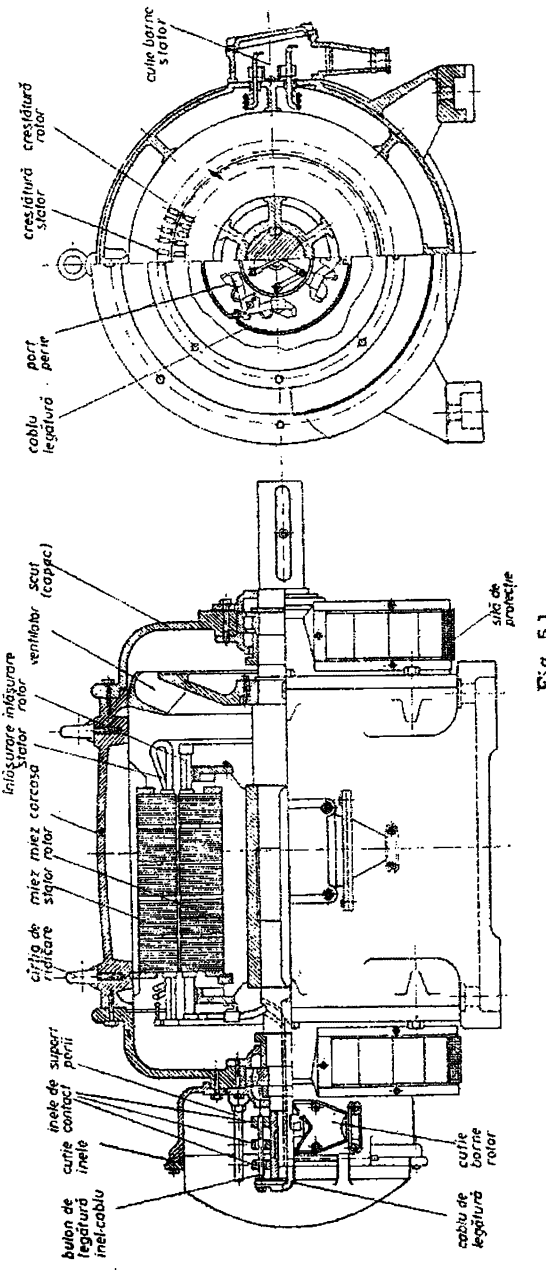


Fig. 5.1

Înfășurarea rotorică poate prezenta mai multe forme constructive. O primă variantă este *înfășurarea trifazată*, realizată din trei înfășurări de fază, decalate la periferia rotorului cu $2\pi/3p$ una față de celelalte, alcătuite din bobine plaste în crestături. De cele mai multe ori, înfășurările de fază sînt conectate în stea (mai rar în triunghi). Capetele libere ale înfășurării trifazate sînt legate fiecare la cîte un inel din material conductor. Cele trei inele sînt izolate unul față de celălalt și toate față de arborele rotoric, dar sînt solidarizate cu arborele, rotindu-se odată cu acesta. Pe fiecare inel freacă cîte o perie (sau mai multe legate în paralel) de bronz-grafit. Cele trei perii sînt legate apoi la bornele plasate într-o cutie de borne a rotorului. Evident, sistemul de inele și perii asigură contacte alunecătoare între înfă-

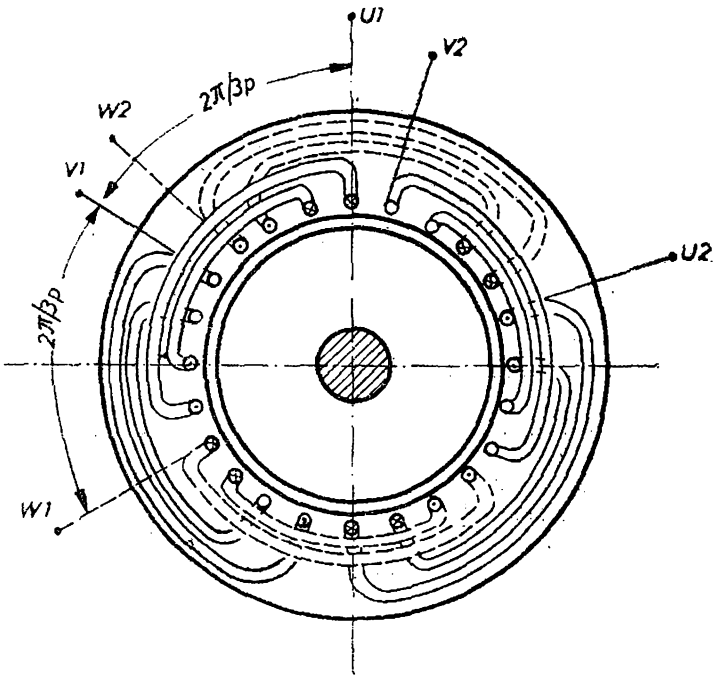


Fig. 5.2

şurarea rotorică şi anumite instalaţii din exteriorul motorului. Prin intermediul acestui sistem de contacte alunecătoare se poate interveni deci în circuitele rotorice, modificîndu-se după necesităţi parametrii circuitelor de fază sau conectînd aceste circuite la surse trifazate exterioare. Unele motoare asincrone cu rotor bobinat (sau, cum se mai spune, cu inele) sînt prevăzute în plus cu un dispozitiv care realizează scurtcircuitarea celor trei inele. În acest fel, înfăşurarea rotorică trifazată este închisă în scurtcircuit (dublă stea). Dispozitivul este manevrat manual. Uneori, pe lîngă scurtcircuitarea inelelor, dispozitivul respectiv îndeplineşte după scurtcircuitarea inelelor şi ridicarea periilor de pe inele, în scopul micşorării pierderilor prin frecare şi a uzării inutile a periilor.

Înfăşurarea rotorică se poate prezenta şi sub forma unei *colivii de veveriţă*, adică a unui ansamblu de bare din material conductor care umplu crestăturile rotorice de formă adecvată, barele fiind scurtcircuitate la ambele capete de inele conductoare din acelaşi material (fig. 5.3). În acest caz, se spune că rotorul maşinii este în scurtcircuit sau în colivie. Maşinile cu rotorul în scurtcircuit se construiesc la rîndul lor în trei variante principale: a) maşini cu o singură colivie de execuţie normală; b) maşini cu crestătură adîncă, numite şi maşini cu bare înalte; c) maşini cu dublă colivie.

La *rotoarele în colivie simplă*, crestăturile rotorului au de cele mai multe ori formă ovală (fig. 5.4) şi sînt închise printr-un prag de grosime 0,4... 0,5 mm. Prin intermediul unei maşini şi al unei forme speciale, colivia se

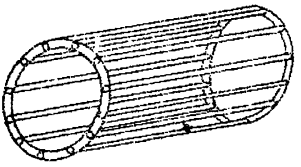


Fig. 5.3

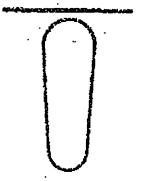


Fig. 5.4

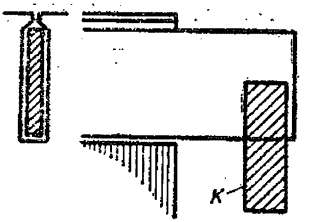


Fig. 5.5

realizează prin turnare din aluminiu. Odată cu barele care umplu crestăturile se toarnă și inelele frontale de scurtcircuitare. Adeseori inelele sînt prevăzute cu niște aripi pentru intensificarea ventilației.

Forma crestăturii la un *rotor cu crestături adînci* este arătată în figura 5.5. Înălțimea crestăturii depășește lățimea ei de 10—12 ori. Colivia se execută în acest caz din bare de cupru de secțiune dreptunghiulară, iar inelele K de scurtcircuitare (fig. 5.5) de cele mai multe ori sînt din cupru lat, de dimensiuni corespunzătoare barelor. Barele și inelele K se sudează cu ajutorul unui aliaj greu fuzibil. La fel ca și la colivia simplă, normală, între bare și pereții crestăturilor nu se află nici o izolație.

Mașina cu dublă colivie are două colivii: cea superioară S (fig. 5.6), cu rezistență electrică relativ mare și cu reactanță mică, se execută din alamă sau din bronz special, iar cea inferioară I, dimpotrivă, cu o rezistență cît mai mică și cu o reactanță relativ mare, se confecționează din cupru. Forma crestăturilor poate fi la cea superioară rotundă, iar la cea inferioară dreptunghiulară sau ovală. Între crestăturile celor două colivii există o tăietură, care exercită o influență importantă asupra caracteristicilor mașinii, așa cum o să vedem. Inelele K_1 și K_2 (fig. 5.6, *a*) de scurtcircuitare pentru ambele colivii se fac în mod obișnuit din cupru. Adeseori dubla colivie se realizează prin turnare din aluminiu (fig. 5.6, *b*). În acest caz, tăietura dintre colivii se umple, de asemenea, cu aluminiu.

Întrefierul dintre stator și rotor are un rol important. Într-adevăr, inducția electromagnetică mutuală dintre înfășurările statorică și rotorică este cu atît mai bună, cu cît întrefierul este mai mic. La mașinile asincrone, întrefierul δ se limitează la minimum admisibil din considerente mecanice. Astfel, la motoare normale pînă la 10 kW, $\delta = 0{,}35 - 0{,}50$ mm; la mo-

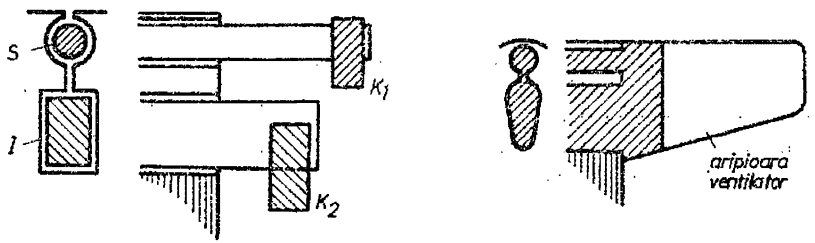


Fig. 5.6

toare de 10—100 kW, $\delta = 0{,}50 - 0{,}80$ mm. Dacă motorul lucrează în condiții grele, de exemplu cu șocuri importante de cuplu rezistent, atunci el se execută cu întrefier sporit (cu aproximativ 1,5 ori).

5.2. Fenomenul de excitație. Tensiunea electromotoare indusă. Cuplul electromagnetic

Mașina asincronă trifazată este conectată pe parte statorului o la rețea trifazată de curent alternativ. Înfășurarea statorică reprezintă deci și înfășurarea de excitație a mașinii. Ea produce cîmpul magnetic de excitație, pe care ne propunem să-l studiem în paragraful de față. Deoarece înfășurarea trifazată statorică se compune din trei înfășurări de fază, străbătute de curenți sinusoidali în timp (în regim staționar), formînd un sistem trifazat simetric, echilibrat de curenți, vom studia la început cîmpul magnetic produs de o singură înfășurare cînd este străbătută de curent sinusoidal. Apoi, vom suprapune efectele celor trei înfășurări, pentru a deduce cîmpul magnetic al întregului stator.

5.2.1. Cîmpul magnetic produs de o înfășurare monofazată

Să considerăm o înfășurare monofazată plasată în $Q = 2p$ crestături statorice, distribuite uniform (fig. 5.7, *a*). Înfășurarea poate fi alcătuită din p bobine înseriate a cîte N_q spire, fiecare bobină avînd deschiderea $y = \frac{\pi D}{2p} = \tau$ (fig. 5.7, *b*, în care numărul de perechi de poli $p = 2$ și pasul polar al mașinii $\tau = \frac{\pi D}{4}$), D fiind diametrul interior al statorului, sau din $2p$ bobine înseriate cîte $N_q/2$ spire de aceeași deschidere $y = \frac{\pi D}{2p}$ (fig. 5.7, *c*). Dacă deschiderea y este egală cu pasul polar, se spune că înfășurarea are *pas diametral*. Vom presupune că înfășurarea este străbătută de un curent sinusoidal

$$i = I\sqrt{2}\cos \omega t,$$

care are la un moment dat prin conductoare sensul din figura 5.7, *a*. De remarcat faptul că pentru ambele tipuri de înfășurări, prima denumită *într-un strat* (în fiecare crestătură se află o singură latură de bobină), iar a doua *în dublu strat* (în fiecare crestătură se află două laturi de bobine diferite), în conductoarele dintr-o crestătură oarecare sensul curentului la un moment dat este același, iar în conductoarele din crestăturile vecine sensul curentului

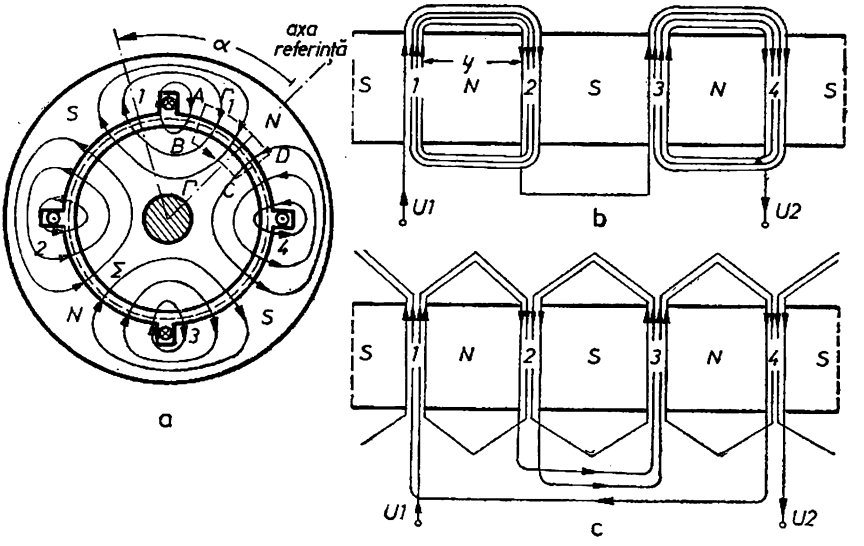


Fig. 5.7

este invers. De reținut și faptul că numărul de spire dintr-o crestătură este comun la ambele variante de înfășurări și anume, N_q, după cum și numărul total de spire în serie al înfășurării este același, $w = pN_q$.

Cîmpul magnetic al uneia oarecare din înfășurările prezentate mai sus la un moment dat t, cînd sensul curentului sinusoidal prin laturile de bobină coincide cu cel indicat în figura 5.7, *a*, este indicat în aceeași figură, prin liniile de cîmp ale inducției magnetice. Se observă că periferia interioară a statorului s-a divizat în $2p$ zone și anume, p zone în care liniile de cîmp ies în momentul considerat din stator și pătrund în rotor — se spune că în aceste zone s-au format *poli nord N* ai statorului, și alte p zone alternate cu primele în care liniile de cîmp ies din rotor și pătrund în stator — se spune că în aceste zone s-au format *poli sud S*. Mașina electrică considerată are deci $2p$ poli și $Q = 2p$ crestături, cîte o crestătură de fiecare pol, ceea ce înseamnă pe scurt $q = 1$.

Să calculăm expresia, la un moment oarecare t, a inducției magnetice B_g într-un punct oarecare la periferia interioară a statorului în întrefier. Pentru aceasta vom aprecia că liniile de cîmp care ies sau intră practic normal pe suprafața interioară a statorului (presupus neted, deci abstracția făcînd de existența și spațiul ocupat de crestături) străbat zona de aer — întrefierul — în lungul diferitelor raze. Deoarece întrefierul δ este foarte mic în raport cu dimensiunile transversale ale rotorului, inducția magnetică este constantă ca mărime în lungul razei, în întrefier. Vom presupune că și rotorul este practic neted, iar permeabilitatea materialului feromagnetic al statorului

și rotorului va fi luată practic infinit de mare în comparație cu cea a aerului ($\mu_{Fe} \approx \infty$, deci $H_{Fe} \approx 0$). Vom considera, de asemenea, că întrefierul este constant, uniform la periferia rotorului.

Să aplicăm legea circuitului magnetic pentru un contur închis Γ_1 care străbate de două ori întrefierul în lungul razei de fiecare dată în aceeași zonă polară, fie ea nord (fig. 5.7, *a*), și care se închide prin fierul statorului și al rotorului pe drumuri oarecare. Să alegem un sens de parcurgere, de exemplu *ABCD*, a conturului Γ_1. Dacă H'_{E1} este intensitatea cîmpului magnetic în întrefier, de-a lungul razei, între punctele *A* și *B* și dacă H''_{E1} este intensitatea tot de-a lungul razei, între punctele *D* și *C*, atunci conform legii circuitului magnetic (ținînd seama și de faptul că intensitatea H_{Fe} este practic nulă pe porțiunile *BC* și *DA*), rezultă

$$\int_{\Gamma_1} \overline{H} \cdot \overline{dr} = H'_{E1}\delta - H''_{E1}\delta = 0,$$

fiindcă solenația corespunzătoare conturului Γ_1 este evident nulă (o suprafață oarecare care se sprijină pe conturul Γ_1 nu este străbătută de nici un conductor parcurs de curent). În consecință,

$$H'_{E1} = H''_{E1} = H_{E1}.$$

Procedăm în mod analog, pentru un contur oarecare Γ_2 care străbate de două ori întrefierul tot în lungul razei, dar de data aceasta într-o zonă polară vecină, adică sud. Notînd cu H_{E2} și respectiv H''_{E2} intensitățile cîmpului magnetic întrefier în lungul razelor după care conturul Γ_2 taie întrefierul, se găsește aplicînd tot legea circuitului magnetic,

$$H'_{E2} = H''_{E2} = H_{E2}.$$

Se procedează la fel și pentru celelalte două zone polare ale mașinii din figura 5.7, *a*. Prin urmare, intensitatea cîmpului magnetic deci și inducția magnetică ($B_E = \mu_0 H_E$) variază la periferia interioară a statorului ca în figura 5.8 (linia plină neagră) în momentul *t* considerat, originea de referință a coordonatei unghiulare α fiind planul de simetrie al unei bobine a înfășurării, contîndu-se pozitivă inducția în zona polului nord și negativă în zona polului sud, unde orientarea inducției în întrefier este opusă. Se observă că inducția înregistrează un salt brusc de sens și valoare în dreptul crestăturilor, iar pe deschiderea unei bobine oarecare ca și între bobine inducția este invariabilă.

Pentru a determina efectiv inducțiile B_{E1}, B_{E2}, B_{E3}, B_{E4} sau intensitățile respective vom aplica mai întîi legea circuitului magnetic în lungul unor linii de cîmp. De exemplu, pentru linia de cîmp Γ care înconjoară o crestătură se poate scrie

$$H_{E1}\delta + H_{E2}\delta = N_q i, \tag{5.1}$$

solenația corespunzătoare unei suprafețe care se sprijină pe conturul Γ fiind $+N_q i$, căci această suprafață este străpunsă de cele N_q conductoare din crestătură străbătute fiecare în același sens de curentul *i* din momentul considerat *t*.

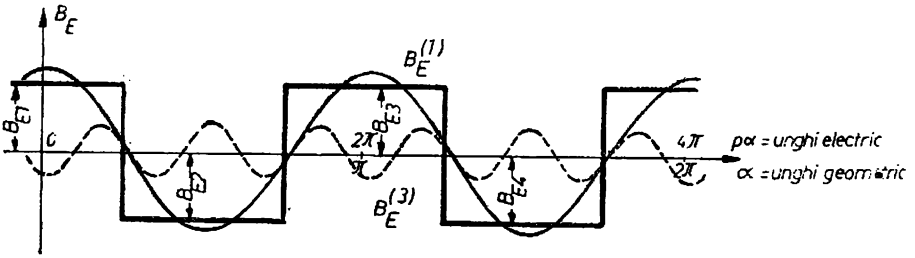


Fig. 5.8

În mod analog, pentru alte linii de cîmp care înconjoară celelalte crestături, se obține:

$$H_{E2}\delta + H_{E3}\delta = N_q i,$$
$$H_{E3}\delta + H_{E4}\delta = N_q i,$$
$$H_{E4}\delta + H_{E1}\delta = N_q i,$$

relații din care rezultă imediat egalitățile:

$$H_{E1} = H_{E3} \text{ și } H_{E2} = H_{E4}\,;\; B_{E1} = B_{E3} \text{ și } B_{E2} = B_{E4}. \qquad (5.2)$$

În fine, ca orice problemă de rezolvare de cîmp magnetic, trebuie să apelăm și la legea fluxului magnetic pentru o suprafață cilindrică închisă Σ, care are suprafața laterală de rază R complet situată în întrefier (fiind coaxială cu cilindrul rotoric) și o lungime axială mai mare decît lungimea L a statorului și rotorului. Conform legii fluxului magnetic, fluxul vectorului inducției magnetice trebuie să fie nul pentru această suprafață Σ. Fluxul prin cele două suprafețe circulare de bază ale suprafeței închise Σ este nul, fiindcă pe aceste suprafețe care ies din cîmpul magnetic al înfășurării cîmpul este practic nul. Rămîne deci ca fluxul prin suprafața laterală a cilindrului de rază R să fie, de asemenea, nul.

Fiindcă în întrefier inducția este orientată în lungul razei ca și elementul vectorial de aria $\mathrm{d}\overline{A}$, rezultă

$$\overline{B}_E \mathrm{d}\overline{A} = \pm B_E \, \mathrm{d}A = \pm B_E L R \, \mathrm{d}\alpha,$$

semnul + corespunzînd zonelor sud (elementul de arie $\mathrm{d}\overline{A}$ este orientat spre exteriorul suprafeței Σ la fel ca și $\overline{B}_E$), iar semnul — zonelor sud (în care $\overline{B}_E$ este orientat în sens opus lui $\mathrm{d}\overline{A}$). Intergînd pentru întreaga suprafață laterală a a lui Σ, se obține

$$\int_0^{2\pi} \overline{B}_E \cdot \mathrm{d}\overline{A} = LR \, \frac{\pi}{2} (-B_{E1} + B_{E2} - B_{E3} + B_{E4}) = 0.$$

Ținînd seama și de relațiile (5.2), concluzia este imediată:

$$B_{E1} = B_{E2} = B_{E3} = B_{E4}.$$

Așadar, inducția magnetică variază la un moment dat t la periferia interioară a statorului în mod alternativ, alternanțele fiind dreptunghiulare (fig. 5.8). Înălțimea dreptunghiului la un moment dat t se află acum din egalitatea (5.1)

$$B_E = \mu_0 \frac{N_e i}{2} = \frac{\mu_0 N_e I\sqrt{2}}{2\delta} \cos \omega t.$$

Deci „înălțimea" dreptunghiului este funcție de timp după o lege similară cu a curentului sinusoidal din spirele înfășurării. Există momente cînd cîmpul este pretutindeni nul și momente cînd polaritatea zonei nord se schimbă, devenind sud și invers.

De obicei, în teoria mașinilor electrice, se preferă a se descompune unda dreptunghiulară, periodică în spațiu (la periferia interioară a statorului) a inducției magnetice în unde armonice conform seriei Fourier. În general, dacă unda dreptunghiulară are $2p$ alternanțe pozitive (poli nord) și $2p$ alternanțe negative (poli sud), atunci perioada este $\frac{2\pi}{p}$. Este indicat ca în locul variabilei geometrice α, să introducem variabila convențioanlă $p\alpha$, denumită *unghi electric*. Unda inducției magnetice este periodică și în raport cu unghiul electric $p\alpha$, numai că de data aceasta perioada este chiar 2π. Dat fiind faptul că funcția $B_E(p\alpha, t)$ îndeplinește condiția

$$B_E(p\alpha, t) = -B_E(p\alpha + \pi, t),$$

rezultă că seria Fourier corespunzătoare nu conține armonice pare. Cum, față de originea aleasă de referință pentru α, inducția magnetică se bucură și de proprietatea

$$B_E(p\alpha, t) = -B_E(-p\alpha, t),$$

rezultă că dezvoltarea Fourier conține numai termeni cosinusoidali (fig. 5.8). Deci

$$B_E(p\alpha, t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{Em}^{(\nu)} \cos \omega t \cos \nu p\alpha, \tag{5.3}$$

în care $\nu = 2k + 1$ cu $k \in N_0$ (mulțimea numerelor naturale, inclusiv 0).

Amplitudinea $B_{Em}^{(\nu)} \cos \omega t$ la un moment dat a armonicii spațiale de ordinul ν a inducției magnetice, rezultă din aplicarea teoriei dezvoltării în serie Fourier

$$B_{Em}^{(\nu)} \cos \omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} B_E(p\alpha, t) \cos \nu p\alpha \, \mathrm{d}(p\alpha) =$$

$$= \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 N_e I\sqrt{2}}{2\delta} \cos \omega t \left[\int_0^{\pi/2} \cos \nu p\alpha \, \mathrm{d}(p\alpha) - \int_{\pi/2}^{3\pi/2} \cos \nu p\alpha \, \mathrm{d}(p\alpha) + \right.$$

$$\left. + \int_{3\pi/2}^{2\pi} \cos \nu p\alpha \, \mathrm{d}(p\alpha) \right]$$

(a se vedea în figura 5.8 pentru stabilirea limitelor de integrare. După calcule simple, se obține

$$B_{Em}^{(\nu)} = \frac{4(-1)^k}{\pi\nu} \cdot \frac{\mu_0 N_q I\sqrt{2}}{2\delta} = \frac{4(-1)^k}{\pi\nu} \cdot \frac{\mu_0 w I\sqrt{2}}{2p\delta}, \tag{5.4}$$

în care $\nu = 2k + 1$, cu $k \in N_0$, știind că $w = N_q p$.

Reținem că armonica fundamentală ($\nu = 1$, $k = 0$) de spațiu a inducției magnetice are la un moment dat o amplitudine de $4/\pi$ ori mai mare decît înălțimea alternanței dreptunghiulare (fig. 5.8, curba plină roșie). Armonica de ordinul 3($\nu = 3$, $k = 1$) are o amplitudine de trei ori mai mică decît fundamentale și se află inițial în opoziție (fig. 5.8, curba întreruptă roșie). Pe măsură ce ordinul ν al armonicei crește, amplitudinea ei scade ca valoare.

De multe ori din dezvoltarea (5.3) în serie Fourier a inducției magnetice se reține numai armonica fundamentală, a cărei expresie este

$$B_E^{(1)}(p\alpha, t) = B_{Em}^{(1)} \cos \omega t \cos p\alpha, \tag{5.5}$$

cu

$$B_{Em}^{(1)} = \frac{2\mu_0 w I\sqrt{2}}{\pi p\delta}. \tag{5.6}$$

Modul cum variază în timp și spațiu inducția magnetică fundamentală este redat în figura 5.9. La periferia interioară a statorului există deci puncte în care inducția magnetică este în permanență nulă. În celelalte puncte, inducția variază sinusoidal în timp, cu o amplitudine variabilă de la punct la punct. O asemnea variație în timp și spațiu este analoagă undelor staționare din acustică sau electrodinamică. Un asemenea cîmp magnetic poartă numele de *cîmp pulsatoriu, sinusoidal în timp și spațiu.*

Observația 1. Conform relației (5.4), inducția maximă pentru armonica de ordin oarecare este direct proporțională cu valoarea efectivă a curentului prin înfășurare și cu numărul total de spire în serie al înfășurării și depinde invers proporțional de grosimea întrefierului (de unde rezultă interesul pentru un întrefier cît mai mic). Desigur, dacă se ia în considerație și saturația circuitului magnetic precum și pierderile în fier, dependența între inducție și curent este mai complexă și reamintește efectul ciclului clasic de histerezis.

Observația 2. Cîmpul magnetic al înfășurării nu depinde decît de numărul de spire, de sensul, de valoarea curentului din spirele înfășurării și de poziția relativă a crestăturilor care conțin bobinele înfășurării și nu de felul cum sînt realizate legăturile exterioare sau de numărul de straturi. Înfășurările din figurile 5.7, *b* și *c* produc același cîmp magnetic la același curent *i*.

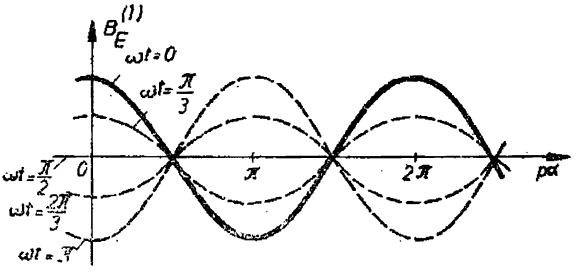


Fig. 5.9

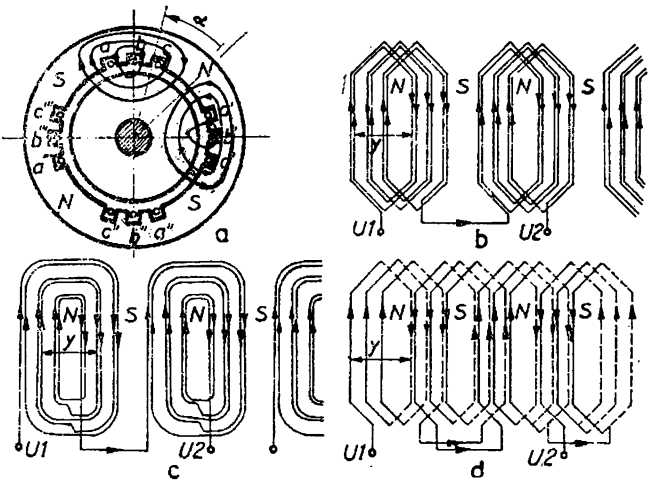


Fig. 5.10

În cele mai multe mașini electrice de curent alternativ, spirele înfășurărilor de fază în loc să fie plasate într-o singură pereche de crestături pentru o pereche de poli (adică $q = 1$), sînt repartizate în mai multe perechi de crestături ($q > 1$). În figura 5.10, *a* este redată situația pentru o înfășurare cu $2p = 4$ poli și $q = 3$. În total, deci mașina are $Q = 2pq = 4 \cdot 3 = 12$ crestături. Fie N_q numărul de conductoare într-o crestătură. Numărul total de spire în serie al înfășurării va fi $w = pqN_q$.

Înfășurarea poate fi realizată într-un singur strat (fig. 5.10, *b*) cu bobine de deschidere egală $y = \tau$, sau într-un singur strat, dar cu bobine de deschidere inegală, în medie însă tot $y = \tau$ (fig. 5.10, *c*). De asemenea, înfășurarea se poate executa și în două straturi (fig. 5.10, *d*). Așa cum am mai avut ocazia să arătăm și cum rezultă din aplicarea legilor cîmpului magnetic, înfășurările de mai sus produc același cîmp magnetic în întrefier, fiindcă toate sînt străbătute de același curent monofazat, ocupă aceleași crestături la periferia interioară a statorului, au același număr de conductoare în crestătură, iar legăturile exterioare între diferitele bobine, deși diferite, asigură același sens de curent în conductoarele diferitelor crestături.

Liniile de inducție ale cîmpului magnetic produs de o înfășurare oarecare din cele de mai sus sînt arătate în figura 5.10, *a*.

Să studiem acest cîmp pe baza cunoștiințelor de pînă acum. Putem presupune că acest cîmp magnetic este rezultatul suprapunerii celor $q = 3$ cîmpuri magnetice produse fiecare respectiv de ansamblurile de crestături $aa'a''a'''$, $bb'b''b'''$, $cc'c''c'''$.

Ansamblul de crestături $aa'a''a'''$ produce o inducție magnetică B_{Ea}, care la un moment dat t are o variație dreptunghiulară (fig. 5.11) exact ca înfășurarea din fig. 5.7. În mod cu totul analog, ansamblul de crestături $bb'b''b'''$ produce o inducție magnetică B_{Eb} între stator și rotor, care, în momentul considerat t, are o variație dreptunghiulară la periferia interioară a statorului, dreptunghiurile fiind de aceeași înălțime cu aceea a dreptunghiului inducției

magnetice B_{Ea} (fig. 5.11). În schimb, dreptunghiurile inducției B_{Eb} sînt decalate în spațiu față de dreptunghiurile inducției B_{Ea}. Dacă γ este unghiul geometric dintre două crestături vecine aparținînd respectiv ansamblurilor $aa'a''a'''$ și $bb'b''b'''$, atunci conform regulii cunoscute (unghi electric $= p \times$ $\times$ unghi geometric), decalajul electric dintre dreptunghiurile inducției magnetice B_{Eb} și dreptunghiurile inducției B_{Ea} va fi $p\gamma$.

În mod analog, ansamblul de crestături $cc'c''c'''$ va produce o inducție magnetică B_{Ec}, tot dreptunghiulară, dar decalată cu unghiul $p\gamma$ față de inducția magnetică B_{Eb} (fig. 5.11).

Inducția magnetică rezultantă produsă de cele $q = 3$ ansambluri se determină prin însumarea inducțiilor magnetice parțiale B_{Ea}, B_{Eb}, B_{Ec} (fig. 5.11, curba îngroșată).

După cum se remarcă imediat, la un moment dat, inducția magnetică variază la periferia interioară a statorului în trepte, avînd o formă mai apropiată de sinusoidă decît dreptunghiurile realizate prin înfășurări cu $q = 1$. Acest lucru înseamnă că armonicele superioare de spațiu ale inducției magnetice rezultante dintre stator și rotor vor fi mai mici decît în cazul cînd înfășurarea ar fi repartizată într-o singură pereche de crestături pe fiecare pereche de poli. Acest rezultat este deosebit de valoros, fiindcă armonicele spațiale ale cîmpului magnetic au influențe dăunătoare asupra funcționării mașinilor de curent alternativ.

În continuare, vom apela din nou la descompunerea în serie Fourier a inducțiilor magnetice parțiale B_{Ea}, B_{Eb}, B_{Ec} produse de fiecare din cele $q = 3$ ansambluri de crestături. Să considerăm mai întîi armonicele fundamentale de spațiu ale inducțiilor parțiale. Ele au aceeași amplitudine,

$$B_{Eam}^{(1)} = \frac{2\mu_0 N_s I\sqrt{2}}{\pi\delta}$$

și sînt decalate în spațiu cu un unghi $p\gamma$ (fig. 5.12).

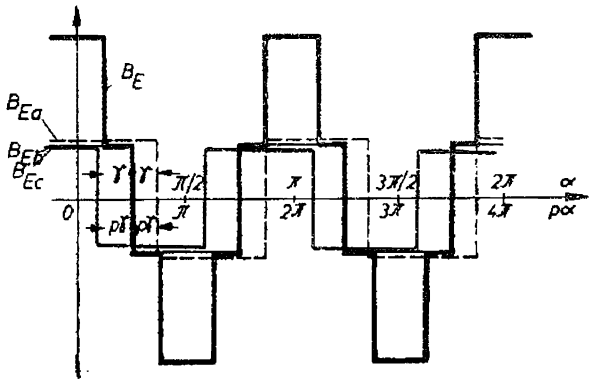


Fig. 5.11

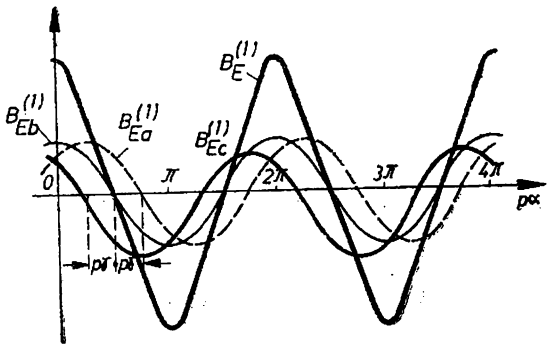


Fig. 5.12

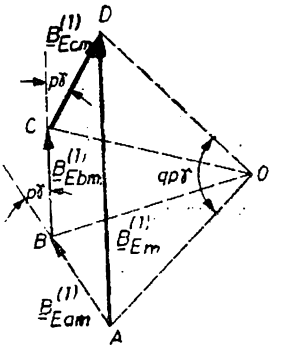


Fig. 5.13

Dacă reprezentăm într-o diagramă de fazori cei $q = 3$ fazori $\underline{B}_{Eam}^{(1)}$, $\underline{B}_{Ebm}^{(1)}$, $\underline{B}_{Ecm}^{(1)}$ ai armonicelor fundamentale de spațiu ale inducțiilor parțiale cu decalajele respective (fig. 5.13), putem determina ușor fazorul $\underline{B}_{Em}^{(1)}$ al armonicei fundamentale a inducției magnetice rezultate, conform relației

$$\underline{B}_{Eam}^{(1)} + \underline{B}_{Ebm}^{(1)} + \underline{B}_{Ecm}^{(1)} = \underline{B}_{Em}^{(1)}.$$

Deoarece unghiul geometric γ este totdeauna submultiplu mic de π din motive tehnologice, rezultă că fazorii $\underline{B}_{Eam}^{(1)}$, $\underline{B}_{Ebm}^{(1)}$, $\underline{B}_{Ecm}^{(1)}$ puși cap la cap reprezintă din punct de vedere geometric o parte a unui poligon regulat. Fie O centrul cercului poligonului respectiv și A, B, C, vîrfurile poligonului (fig. 5.13). Fazorul rezultant $\underline{B}_{Em}^{(1)}$ reprezintă o coardă AD a cercului circumscris. Mărimea fazorului $\underline{B}_{Em}^{(1)}$ se poate obține calculînd raza OA atît în triunghiul isoscel OAB și din triunghiul isoscel OAD,

$$OA = \frac{1}{2} B_{Eam}^{(1)} / \sin\frac{p\gamma}{2} = \frac{1}{2} B_{Em}^{(1)} / \sin\frac{pq\gamma}{2},$$

de unde:

$$B_{Em}^{(1)} = qB_{Eam}^{(1)} \frac{\sin\frac{pq\gamma}{2}}{q\sin\frac{p\gamma}{2}} = q\, B_{Eam}^{(1)}\, k_q^{(1)},$$

în care:

$$k_q^{(1)} = \frac{\sin\frac{pq\gamma}{2}}{q\sin\frac{p\gamma}{2}} < 1.$$

Așadar, armonica fundamentală a inducției magnetice rezultante are la un moment dat o amplitudine mai mică decît suma amplitudinilor armonicelor fundamentale parțiale. Coeficientul $k_q^{(1)}$ — denumit *coeficient de repartizare* — care este totdeauna subunitar, arată în ce măsură se micșorează inducția magnetică dintre stator și rotor (armonică fundamentală) la un

moment dat, prin faptul că în loc de a se concentra toate spirele înfășurării monofazate într-o singură crestătură pe pol, se repartizează aceste spire în mai multe crestături mai mici, pentru fiecare pol.

Armonica fundamentală a cîmpului magnetic rezultant are deci următoarea expresie analitică:

$$B_E^{(1)}(p\alpha,\ t) = B_{Em}^{(1)} \cos \omega t \cos p\alpha = \frac{2\mu_0 w k_q^{(1)} I\sqrt{2}}{\pi p \delta} \cos \omega t \cos p\alpha,$$

originea de referință a coordonatei α fiind axa de simetrie din figura 5.10, *a*.

În ceea ce privește armonica de spațiu de ordinul ν a inducției magnetice rezultante, cele precizate mai sus se aplică întocmai, numai că diferiții fazori $\underline{B}_{Eam}^{(\nu)}$, $\underline{B}_{Ebm}^{(\nu)}$, $\underline{B}_{Ecm}^{(\nu)}$ sînt decalați cu un unghi $\nu p\gamma$ (pentru armonica de ordinul ν se aplică următoarea regulă: unghi electric $= \nu p \times$ unghi geometric). Deci

$$B_{Em}^{(\nu)} = q B_{Eam}^{(\nu)} k_q^{(\nu)},$$

în care:

$$k_q^{(\nu)} = \frac{\sin \frac{\nu p q \gamma}{2}}{q \sin \frac{\nu p \gamma}{2}}.$$

Expresia armonicii de spațiu de ordinul ν a inducției magnetice rezultante va fi:

$$B_E^{(\nu)}(\alpha, t) = B_{Em}^{(\nu)} \cos \omega t \cos \nu p\alpha =$$

$$= (-1)^k \frac{2\mu_0 w k_q^{(\nu)} I\sqrt{2}}{\pi \nu p \delta} \cos \omega t \cos \nu p\alpha.$$

Valoarea diferiților coeficienți de repartizare ai diferitelor armonice de spațiu ale inducției magnetice rezultante pentru diferite valori ale numărului q de crestături pe pol este dată în tabelul de mai jos, în care $k_q^{(\nu)}$ s-a calculat pentru un stator avînd trei înfășurări monofazate, fiecare cu $2p$ poli și q crestături pe pol, crestăturile fiind repartizate uniform la periferia interioară:

q	$k_q^{(1)}$	$k_q^{(3)}$	$k_q^{(5)}$	$k_q^{(7)}$
2	0,966	0,707	0,259	−0,259
3	0,960	0,667	0,217	−0,177
4	0,958	0,654	0,205	−0,158
5	0,957	0,646	0,200	−0,149
8	0,955	0,641	0,194	−0,141
9	0,955	0,640	0,194	−0,140

Prin urmare, *repartizarea înfășurării monofazate în mai multe crestături pentru un pol conduce la reducerea simțitoare a armonicelor superioare de spațiu ale inducției magnetice dintre stator și rotor.* Astfel, armonica de ordinul 5, care în cazul $q = 1$ avea o amplitudine care reprezenta 20% din amplitudinea

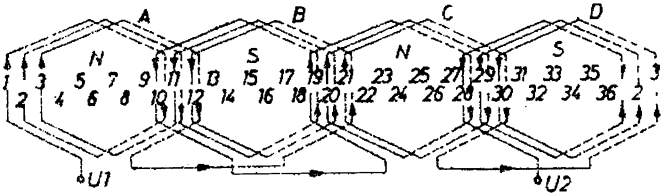


Fig. 5.14

fundamentală, are în cazul $q = 3$ doar 4,3% din amplitudinea fundamentală. În același timp se produce și o micșorare a amplitudinii armonicii fundamentale, dar în proporție neînsemnată, doar cu 4—5%.

Se remarcă, de asemenea, din tabloul prezentat că este inutil să mărim în mod exagerat numărul q de crestături pe pol, fiindcă armonicele superioare nu mai înregistrează o micșorare sensibilă pentru $q > 5$.

Tot în scopul reducerii amplitudinilor armonicelor superioare ale tensiunii magnetice dintre stator și rotor se utilizează pe scară largă așa-numitele *înfășurări cu pas scurtat.*

Pentru a înțelege în esență în ce constau asemenea înfășurări și îndeosebi pentru a ușura determinarea cîmpului produs de ele ne vom referi la figura 5.14.

În figură este prezentată, în schemă desfășurată, o înfășurare monofazată, cu pas diametral pentru $2p = 4$ poli și $q = 3$ crestături de pol. Înfășurarea este plasată la 12 crestături ale unui stator avînd în total $q = 36$ crestături repartizate uniform. Într-adevăr, pasul înfășurării este pas diametral, fiindcă $\tau = \frac{Q}{2p} = \frac{36}{4} = 9$, iar deschiderea medie a unei bobine oarecare a înfășurării, de exemplu, bobina A, este $y = 9$, deci $y = \tau$. Înfășurarea are două straturi. Cele patru bobine ale înfășurării A, B, C, D se înseriază, precum se indică în figura 5.14, pentru a se asigura pentru toate conductoarele dintr-o crestătură același sens de curent. Cîmpul magnetic al acestei înfășurări este cunoscut.

Să aducem o modificare constructivă înfășurării din figura 5.14. Să deplasăm întreaga bobină B cu un număr de crestături mai aproape de bobina A și același lucru cu bobina D în raport cu bobina C. Această deplasare este realizată în figura 5.15, *a* și anume, bobinele B și D au fost deplasate cu o singură crestătură spre stînga. Bobinele rămîn înseriate la fel ca mai înainte. S-a obținut, desigur, o nouă înfășurare, iar cîmpul magnetic al acestei înfășurări, atunci cînd este parcursă de curent, va fi diferit de cel al înfășurării din figura 5.14. Acest fapt se explică ușor, dată fiind repartiția diferită a crestăturilor ocupate de spirele înfășurării respective la periferia interioară a statorului.

Cîmpul magnetic al înfășurării din figura 5.15, *a* se determină ușor, remarcînd că bobinele A și C, care au în crestături $w/2$ spire în serie și au pas diametral, produc o inducție magnetică B_{EAC} în trepte, așa cum se vede în figura 5.16. Bobinele B și D, care au tot $w/2$ spire în serie și au tot pas diametral, produc o inducție magnetică B_{EBD} tot în trepte, identică cu inducția

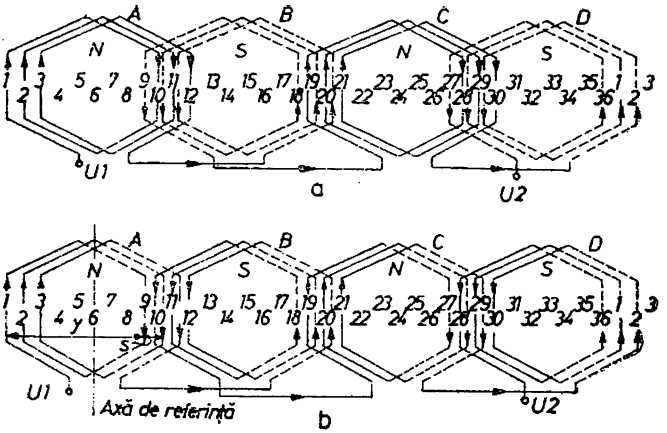


Fig. 5.15

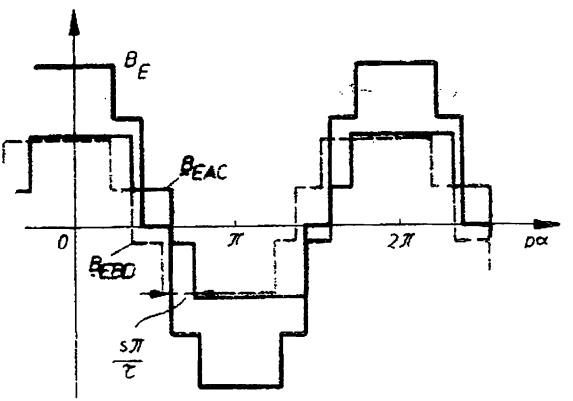


Fig. 5.16

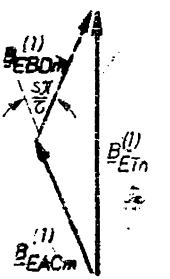


Fig. 5.17

B_{EAC}, dar decalată cu o crestătură spre stînga (fig. 5.16). Inducția magnetică rezultantă B_E este figurată cu linie îngroșată în figură. Se observă imediat că această rezultantă este mai aproape de o sinusoidă decît inducția magnetică rezultantă a înfășurării din figura 5.11. Se obține deci o înăbușire suplimentară a armonicelor superioare de spațiu ale inducției magnetice.

Pentru a determina armonica fundamentală a inducției B_E, vom însuma armonicele fundamentale ale inducțiilor B_{EAC} și B_{EBD} care au aceeași amplitudine, dar sînt decalate în spațiu cu unghiul electric corespunzător deplasării spre stînga a bobinelor B și D. Dacă s este deplasarea și D' este diametrul interior, atunci unghiul geometric cu care s-au deplasat bobinele B și D în raport cu poziția de bază în figura 5.15, a este evident $\frac{2\pi s}{\pi D'}$.

Prin urmare, unghiul electric de decalaj dintre cele două armonice fundamentale va fi de p ori mai mare decît unghiul geometric, adică $\frac{2\pi ps}{\pi D'} = \frac{\pi s}{\tau}$.

Apelînd, ca şi mai înainte, la reprezentarea prin fazori (figura 5.17) şi făcînd suma complexă

$$B_{Em}^{(1)} = B_{EACm}^{(1)} + B_{EBDm}^{(1)},$$

rezultă :

$$B_{Em}^{(1)} = 2\, B_{EACm}^{(1)} \cos\frac{\pi s}{2\tau}$$

sau

$$B_{Em}^{(1)} = 2\, B_{EACm}^{(1)}\, k_s^{(1)} = \frac{2\mu_0 w k_q^{(1)} k_s^{(1)} I\sqrt{2}}{\pi p \delta},$$

în care $k_s^{(1)} = \cos\frac{\pi s}{2\tau}$ poartă numele de *coeficient de scurtare*. Acest coeficient subunitar arată că prin deplasarea bobinelor B şi D, armonica fundamentală a inducţiei magnetice rezultante este micşorată. Expresia analitică a acestei armonice fundamentale va fi deci

$$B_E^{(1)}(\alpha, t) = B_{Em}^{(1)} \cos\omega t \cos p\alpha = \frac{2\mu_0 w k_q^{(1)} k_s^{(1)} I\sqrt{2}}{\pi p \delta} \cos\omega t \cos p\alpha,$$

în raport cu axa de referinţă din figura 5.15.

Pentru armonicele superioare de spaţiu ale inducţiei magnetice rezultante se procedează la fel, numai că expresia coeficientului de scurtare este diferită. Pentru armonica de ordinul ν :

$$k_s^{(\nu)} = \cos\frac{\nu\pi s}{2\tau}.$$

În tabelul de mai jos se dau valorile coeficientului de scurtare al diferitelor armonice în funcţie de raportul s/τ.

$\frac{s}{\tau}$	$k_s^{(1)}$	$k_s^{(3)}$	$k_s^{(5)}$	$k_s^{(7)}$
0	1	1	1	1
0,12	0,985	0,866	0,643	0,342
0,17	0,966	0,707	0,259	0,259
0,22	0,940	0,500	0,173	0,766
0,28	0,906	0,259	0,574	0,996
0,33	0,866	0,000	0,866	0,866

Aşadar, prin realizarea unei înfăşurări de tipul din figura 5.15, *a* se poate obţine o reducere însemnată a armonicelor superioare, îndeosebi a celor mai importante, adică a armonicelor de ordinul 3, 5, 7. În acelaşi timp, se înregistrează însă şi o micşorare a armonicii utile cu cîteva procente.

Combinînd repartizarea înfăşurării în mai multe crestături pe pol cu realizarea unor deplasări a bobinelor înfăşurării, conform celor indicate în

figura 5.15, *a*, se realizează înăbuşirea practic completă a armonicelor superioare. Astfel, pentru $q = 3$ şi $\frac{s}{\tau} = 0{,}22$, armonica de ordinul 5 nu mai reprezintă decît 0,75%, iar armonica de ordinul 7 doar 2% din armonica fundamentală.

Înfăşurarea din figura 5.15, *a* se pretează însă la o variantă constructivă deosebit de avantajoasă din punct de vedere economic, fără să înregistreze nici o schimbare a cîmpului magnetic. Această realizare nouă se bazează pe faptul remarcat deja în paragrafele precedente, şi anume: cîmpul magnetic în întrefier este acelaşi pentru două înfăşurări care au acelaşi număr de spire şi sînt parcurse de acelaşi curent, dacă ele au aceeaşi repartiţie a crestăturilor la periferia interioară a statorului şi dacă în crestăturile corespunzătoare sensul curentului din conductoare este acelaşi. Or, înfăşurarea din figura 5.15, *b* îndeplineşte condiţiile de mai sus în raport cu înfăşurarea din figura 5.15, *a*.

Înfăşurarea din figura 5.15, *b* se deosebeşte deci doar din punct de vedere constructiv de înfăşurarea din figura 5.15, *a*, din punctul de vedere al cîmpului magnetic în întrefier neexistînd nici o diferenţă. Diferenţa constructivă constă în utilizarea unor bobine *A*, *B*, *C*, *D* de deschidere medie mai mică, $y < \tau$. Pasul mediu al unei bobine oarecare este micşorat cu s crestături, în cazul figurii 5.15,*b*, $s = 1$, scurtarea relativă fiind $\frac{s}{\tau} = \frac{1}{9} = 0{,}11$. Desigur că utilizarea unor bobine de deschidere mai mică, deci care conduce la economie de cupru şi în acelaşi timp are efecte pozitive în privinţa înăbuşirii armonicelor superioare ale inducţiei magnetice dintre stator şi rotor, este avantajoasă din punct de vedere tehnico-economic. Asemenea înfăşurări poartă numele de *înfăşurări cu pas scurtat*. Ele au o largă utilizare în practică.

În rezumat, înfăşurările cu w spire în serie pentru $2p$ poli, cu q crestături pe pol, cu pas scurtat, produc o inducţie magnetică

$$B_E(\alpha, t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{Em}^{(\nu)} \cos \omega t \cos \nu p\alpha,$$

unde:

$$B_{Em}^{(\nu)} = (-1)^k \frac{2\mu_0 w k_s^{(\nu)} k_d^{(\nu)} I\sqrt{2}}{\pi \nu p \delta}, \qquad (5.7)$$

în care $\nu = 2k + 1$, cu $k \in N_0$.

Mai există şi alte metode de a se înăbuşi armonicele superioare ale cîmpului magnetic. Astfel, prin repartizarea neuniformă a spirelor în crestături sau înclinarea crestăturilor în raport cu generatoarea suprafeţei interioare a statorului se poate obţine acelaşi lucru ca şi prin repartizarea spirelor în mai multe crestături pe fiecare pol sau scurtare pasului înfăşurării. Ultimele metode sînt însă mult mai uşor de realizat din punct de vedere tehnologic.

5.2.2. Cîmpul magnetic produs de o înfășurare trifazată

În figura 5.18 este schițat un stator de mașină cu $2p = 2$ poli, posedînd trei *înfășurări de fază* identice ca număr de spire și ca număr de crestături ocupate, legate în stea sau în triunghi și alimentate de la o rețea trifazată de curent alternativ. Cele trei înfășurări de fază ocupă cîte o treime din crestăturile armăturilor. Ele sînt decalate la periferia interioară așa cum se indică în schema desfășurată a înfășurării din figura 5.18, *b*. Intrările *U1*, *V1*, *W1* și ieșirile *U2*, *V2*, *W2* ale celor trei înfășurări de fază se fac în cîte trei puncte, arcele dintre aceste puncte fiind $\frac{2\pi}{3p}$. De altfel, cele trei înfășurări sînt identice, dar decalate la periferia interioară a statorului cu unghiul geometric $\frac{2\pi}{3p}$ (în cazul din figura 5.18 cu 120°, fiindcă $p = 1$). Pentru simplitatea figurii s-a presupus că fiecare înfășurare de fază are $q = 1$ crestături pe pol și pas diametral. Succesiunea celor trei înfășurări la periferia statorului este inversă sensului de rotație al acelor ceasornicului.

Curenții prin cele trei înfășurări de fază sînt :

$$i_U = I\sqrt{2}\cos\omega t;$$

$$i_V = I\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$i_W = I\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right).$$

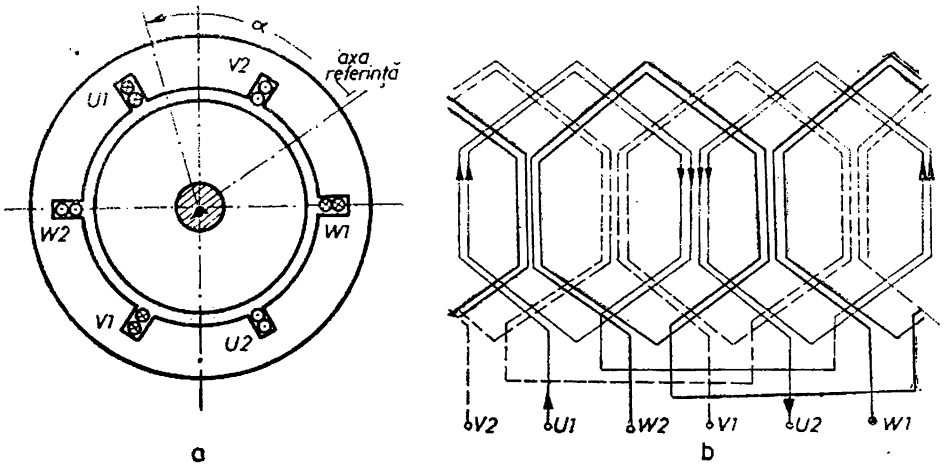


Fig. 5.18

Ne propunem să calculăm inducția magnetică dintre stator și rotor produsă de ansamblul celor trei înfășurări de fază parcurse de curenții de mai sus.

Inducția magnetică armonică fundamentală $B_{EU}^{(1)}$ a înfășurării U de fază, dacă originea de spațiu coincide cu axa de simetrie a unei bobine a fazei U (fig. 5.18), va fi

$$B_{EU}^{(1)}(\alpha,\ t) = B_{Em}^{(1)} \cos \omega t \cos p\alpha,$$

în care:

$$B_{Em}^{(1)} = \frac{2\mu_0 w k_q^{(1)} k_s^{(1)} I\sqrt{2}}{\pi p \delta}.$$

Inducția magnetică armonică fundamentală $B_{EV}^{(1)}$ a înfășurării V, ținînd seama de decalajul geometric în spațiu de $\frac{2\pi}{3p}$ al înfășurării V în raport cu înfășurarea U și defazajul de $\frac{2\pi}{3}$ în timp al curentului i_V în raport cu curentul i_U, va fi

$$B_{EV}^{(1)}(\alpha,\ t) = B_{Em}^{(1)} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos p\left(\alpha - \frac{2\pi}{3p}\right) =$$

$$= B_{Em}^{(1)} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(p\alpha - \frac{2\pi}{3}\right).$$

În sfîrșit, inducția magnetică armonică fundamentală $B_{EW}^{(1)}$ a înfășurării W de fază are următoarea expresie:

$$B_{EW}^{(1)}(\alpha,\ t) = B_{Em}^{(1)} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(p\alpha - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Suma celor trei armonice fundamentale va da armonica fundamentală $B_E^{(1)}$ a inducției magnetice rezultante

$$B_E^{(1)} = B_{EU}^{(1)} + B_{EV}^{(1)} + B_{EW}^{(1)}.$$

Pentru efectuarea sumei, vom exprima inducțiile magnetice $B_{EU}^{(1)}$, $B_{EV}^{(1)}$, $B_{EW}^{(1)}$ sub altă formă, pe baza unei identități trigonometrice cunoscute:

$$B_{EU}^{(1)} = \frac{1}{2} B_{Em}^{(1)} [\cos(\omega t - p\alpha) + \cos(\omega t + p\alpha)];$$

$$B_{EV}^{(1)} = \frac{1}{2} B_{Em}^{(1)} \left[\cos(\omega t - p\alpha) + \cos\left(\omega t + p\alpha - \frac{4\pi}{3}\right)\right];$$

$$B_{EW}^{(1)} = \frac{1}{2} B_{Em}^{(1)} \left[\cos\ (\omega t - p\alpha) + \cos\left(\omega t + p\alpha - \frac{8\pi}{3}\right)\right].$$

Cum

$$\cos\ (\omega t + p\alpha) + \cos\left(\omega t + p\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left(\omega t + p\alpha - \frac{8\pi}{3}\right) = 0,$$

indiferent de valoarea variabilelor α și t, rezultă

$$B_E^{(1)}(\alpha,\ t) = \frac{3}{2} B_{Em}^{(1)} \cos\ (\omega t - p\alpha). \tag{5.8}$$

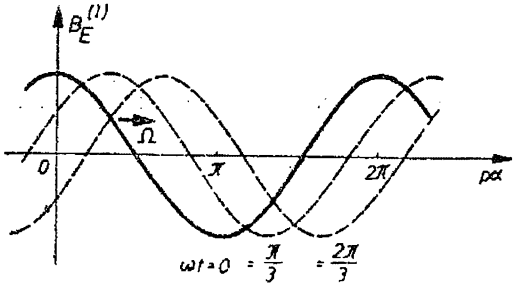


Fig. 5.19

Un asemenea cîmp magnetic — denumit *cîmp magnetic învîrtitor* — este net diferit de cîmpul pulsatoriu, sinusoidal în timp și spațiu, definit prin expresia (5.5). Într-adevăr, într-un punct oarecare la periferia interioară a statorului, inducția magnetică variază sinusoidal în timp cu amplitudinea $\frac{3}{2} B_{Em}^{(1)}$ constantă (fig. 5.19, *a* se compară cu fig. 5.9). Succesiv, la timpuri diferite, această valoare maximă se regăsește în diferite puncte la periferia interioară a statorului. Totul se întîmplă ca și cum unda sinusoidală a variației fundamentale în spațiu a cîmpului magnetic s-ar deplasa cu o viteză unghiulară Ω constantă la periferia statorului. De aceea, un asemenea cîmp poartă numele de cîmp învîrtitor. Denumirea este evident improprie, deoarece cîmpul magnetic nu poate avea atributele corpurilor, singurele care se pot roti ; totuși, această denumire dă o reprezentare sugestivă a modului de variație în timp și spațiu al unui asemenea cîmp. Cîmpul magnetic învîrtitor se poate asocia undelor plane progresive, în timp ce cîmpul magnetic pulsatoriu, sinusoidal în timp și spațiu se asociază undelor staționare. Așadar, *o armătură care este prevăzută cu o înfășurare trifazată simetrică parcursă de curenți trifazați simetrici echilibrați produce un cîmp magnetic învîrtitor armonică fundamentală.*

Iată cîteva din proprietățile acestui cîmp magnetic armonică fundamentală învîrtitor :

a. Amplitudinea cîmpului magnetic rezultant armonică fundamentală reprezintă 3/2 din amplitudinea cîmpului magnetic armonică fundamentală produs de înfășurările de fază.

b. Viteza unghiulară de rotație Ω a cîmpului magnetic învîrtitor $B_E^{(1)}$ este funcție numai de pulsația ω a curenților de fază și de numărul p de perechi de poli ai înfășurărilor de fază.

Într-adevăr, să presupunem că la un moment dat *t*, în punctul α la periferia interioară a statorului, inducția magnetică are valoarea

$$B_E^{(1)}(\alpha, t) = \frac{3}{2} B_{Em}^{(1)} \cos(\omega t - p\alpha).$$

După un interval de timp Δt, aceeași valoare $B_E^{(1)}$ a inducției magnetice o regăsim în punctul $\alpha + \Delta\alpha$, adică

$$\frac{3}{2} B_{Em}^{(1)} \cos[\omega(t + \Delta t) - p(\alpha + \Delta\alpha)] = \frac{3}{2} B_{Em}^{(1)} \cos(\omega t - p\alpha).$$

Prin urmare, se impune ca

$$\omega(t + \Delta t) - p(\alpha + \Delta\alpha) = \omega t - p\alpha,$$

de unde rezultă viteza unghiulară

$$\Omega = \frac{\Delta\alpha}{\Delta t} = \frac{\omega}{p}. \tag{5.9}$$

Cu cît frecvența f și deci și pulsația $\omega = 2\pi f$ a curenților din înfășurările de fază vor fi mai mari, cu atît cîmpul magnetic învîrtitor va avea o viteză unghiulară Ω mai mare. Cu cît numărul de poli va fi mai mic, cu atît cîmpul învîrtitor „se va roti" mai repede la periferia interioară a statorului.

Ultima relație se poate transforma punînd în evidență frecvența de rotație n și frecvența f. Cum $\Omega = 2\pi n$, iar $\omega = 2\pi f$, rezultă

$$n = \frac{f}{p}.$$

Dacă frecvența f are chiar valoarea industrială, $f = 50$ Hz, atunci frecvența de rotație a cîmpului magnetic învîrtitor, exprimată de data aceasta în rotații pe minut și denumită *turație*, va fi dată de relația

$$n = \frac{3\,000}{p} \text{ rot/min}.$$

Se remarcă faptul că viteza cîmpului magnetic învîrtitor, denumită uneori *viteză de sincronism*, nu poate varia decît în trepte funcție de numărul p de perechi de poli ai înfășurării trifazate, în cazul mașinilor de curent alternativ conectate la rețeaua electrică industrială. În plus, turația n nu poate fi în acest caz mai mare de 3 000 rot/min ($p = 1$). Acest lucru constituie un dezavantaj al mașinilor de curent alternativ bazate pe cîmpuri învîrtitoare. În tabelul de mai jos sînt indicate valorile turației n și vitezei unghiulare Ω în funcție de numărul p de perechi de poli pentru $f = 50$ Hz:

p	1	2	3	4	5	6	8	10	12	15	20
n [rot/min]	3 000	1 500	1 000	750	700	500	375	300	250	200	150
Ω [rad/s]	314,0	157,0	104,6	78,5	62,8	51,3	39,3	31,4	26,2	20,9	15,7

c. *Cîmpul magnetic învîrtitor armonică fundamentală al unei faze se suprapune perfect peste cîmpul magnetic sinusoidal în timp și spațiu armonică fundamentală al unei faze în momentul în care în faza respectivă curentul trece prin valoarea maximă pozitivă.* Se poate demonstra pe cale analitică proprietatea enunțată mai sus. Astfel, în momentul în care $i_U = I\sqrt{2} = I_m$, $\omega t = 0$. Cîmpul magnetic pulsatoriu sinusoidal în timp și spațiu al fazei U va fi în acest moment

$$B^{(1)}_{EU1}(\alpha, 0) = B^{(1)}_{Em} \cos p\alpha,$$

iar cîmpul magnetic învîrtitor rezultant

$$B_E^{(1)}(\alpha,\ 0) = \frac{3}{2} B_{Em}^{(1)} \cos p\alpha.$$

Cu alte cuvinte, variația în spațiu a celor două mărimi $B_{EU}^{(1)}$ și $B_E^{(1)}$ este aceeași, cu diferența doar a amplitudinilor.

În momentul cînd $i_V = I\sqrt{2} = I_m$, $\omega t = \frac{2\pi}{3}$, și cîmpul magnetic al înfășurării de fază devine:

$$B_{EV}^{(1)}\left(\alpha, \frac{2\pi}{3}\right) = B_{Em}^{(1)} \cos\left(p\alpha - \frac{2\pi}{3}\right).$$

În același moment, cîmpul magnetic învîrtitor devine

$$B_E^{(1)}\left(\alpha, \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{3}{2} B_{Em}^{(1)} \cos\left(p\alpha - \frac{2\pi}{3}\right),$$

adică unda cîmpului magnetic $B_{EV}^{(1)}$ se suprapune perfect în spațiu peste unda cîmpului magnetic $B_E^{(1)}$, doar amplitudinile fiind diferite.

După un interval de timp, cînd $\omega t = \frac{4\pi}{3}$, curentul din faza W atinge valoarea maximă $i_W = I\sqrt{2} = I_m$, cîmpul magnetic învîrtitor se suprapune perfect peste cîmpul magnetic produs de faza W.

d. Sensul de rotație al cîmpului magnetic învîrtitor coincide cu sensul succesiunii fazelor la periferia interioară a statorului. Această proprietate rezultă evident din cea precedentă și din faptul că $\Omega = \frac{\Delta\alpha}{\Delta t} = \frac{\omega}{p} > 0$, adică rotația cîmpului magnetic $B_E^{(1)}$ se face în sensul creșterii coordonatei α (fig. 5.18, *a*), unghiul α fiind contat în sensul succesiunii fazelor.

Din această proprietate rezultă că *pentru inversarea sensului de rotație a cîmpului magnetic învîrtitor trebuie schimbată succesiunea înfășurărilor de fază.* Acest lucru se realizează ușor prin inversarea a două din cele trei legături ale rețelei de alimentare la înfășurările de fază.

În continuare, să urmărim și celelalte armonice de spațiu ale cîmpului magnetic rezultant. Armonica de ordinul ν a cîmpului magnetic rezultant va fi evident suma armonicelor de același ordin ale cîmpurilor magnetice ale înfășurărilor de fază,

$$B_E^{(\nu)} = B_{EU}^{(\nu)} + B_{EV}^{(\nu)} + B_{EW}^{(\nu)},$$

în care

$$B_{EU}^{(\nu)} = B_{Em}^{(\nu)} \cos \omega t \cos \nu p\alpha;$$

$$B_{EV}^{(\nu)} = B_{Em}^{(\nu)} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\nu p\alpha - \nu\frac{2\pi}{3}\right);$$

$$B_{EW}^{(\nu)} = B^{(\nu)} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(\nu p\alpha - \nu\frac{4\pi}{3}\right).$$

Făcînd suma în mod analog ca mai sus pentru armonica fundamentală, se obține:

$$B_E^{(\nu)}(\alpha, t) = \left\{\cos(\omega t - \nu p\alpha) + \cos\left[\omega t - \nu p\alpha + (\nu - 1)\frac{2\pi}{3}\right] + \right.$$

$$+ \cos\left[\omega t - \nu p\alpha + (\nu - 1)\frac{4\pi}{3}\right] + \cos(\omega t + \nu p\alpha) +$$

$$+ \cos\left[\omega t + \nu p\alpha - (\nu + 1)\frac{2\pi}{3}\right] + \cos\left[\omega t + \nu p\alpha - \right.$$

$$\left.\left. - (\nu + 1)\frac{4\pi}{3}\right]\right\} B_{Em}^{(\nu)}.$$

Pentru armonicele de ordinul 7, 13, 19, ..., în general, $\nu = 6k + 1$, cîmpul magnetic rezultant de armonică ν are expresia

$$B_E^{(\nu)}(\alpha, t) = \frac{3}{2} B_{Em}^{(\nu)} \cos(\omega t - \nu p\alpha).$$

Așadar, cîmpurile magnetice armonicele 7, 13, 19, ..., sînt cîmpuri învîrtitoare, de același sens de rotație cu armonica fundamentală. Viteza unghiulară de rotație a acestor armonice este

$$\Omega^{(\nu)} = \frac{\omega}{\nu p},$$

cu atît mai mică cu cît ordinul armonicei este mai mare.

Pentru armonicele de ordinul 3, 9, 15, ..., în general pentru $\nu = 6k+3$, cîmpul magnetic rezultant este nul, cum se verifică imediat pe baza expresiei generale de mai sus. Acest lucru este foarte important în practică. *În mașinile trifazate, deci, cîmpul magnetic rezultant nu conține armonica 3,* care este cea mai importantă ca mărime după armonica fundamentală. De asemenea, armonicele 9, 15 etc. dispar și ele. Variația în spațiu a cîmpului magnetic rezultant la un moment dat este deci mai aproape de sinusoidă, decît cîmpul unei înfășurări de fază.

Pentru armonicele de ordinul 5, 11, 16, ..., în general, $\nu = 6k+5$, cîmpul magnetic rezultant de armonică ν are expresia

$$B_E^{(\nu)}(\alpha, t) = \frac{3}{2} B_{Em}^{(\nu)} \cos(\omega t + \nu p\alpha).$$

Prin urmare, cîmpurile magnetice armonicele 5, 11, 17, ... sînt cîmpuri învîrtitoare, dar cu sens invers de rotație de armonica fundamentală [A se compara cele două expresii în care intervin $\cos(\omega t - p\alpha)$ și $\cos(\omega t + \nu p\alpha)$]. Viteza unghiulară de rotație a acestor armonice este

$$\Omega^{(\nu)} = -\frac{\omega}{\nu p}.$$

Se remarcă că aceste armonice ale cîmpului magnetic se rotesc cu viteze mai mici decît armonica fundamentală, cu atît mai mici cu cît ordinul armonicei este mai mare.

În cele ce urmează, ne vom referi îndeosebi numai la armonica fundamentală a cîmpului magnetic rezultant.

Înainte de a încheia studiul cîmpurilor magnetice în mașinile de curent alternativ, vom insista încă asupra unei proprietăți a cîmpurilor magnetice produse de înfășurări monofazate parcurse de curent monofazat, și anume: *un cîmp pulsatoriu, sinusoidal în timp și spațiu se poate descompune în două cîmpuri învîrtitoare în sensuri opuse, cu aceeași viteză și cu amplitudini egale cu jumătate din amplitudinea cîmpului sinusoidal în timp și spațiu.* De fapt am și utilizat această proprietate mai sus, cînd am scris

$$B_E^{(1)}(\alpha, t) = B_{Em}^{(1)} \cos \omega t \cos p\alpha = \frac{1}{2} B_{Em}^{(1)} \cos(\omega t - p\alpha) +$$

$$+ \frac{1}{2} B_{Em}^{(1)} \cos(\omega t + p\alpha).$$

Observația 1. Rezultatele precedente pot fi ușor generalizate pentru înfășurări m-fazate străbătute de un sistem m-fazat simetric, echilibrat de curenți sinusoidali în timp. Cîmpul magnetic rezultant armonică fundamentală este un cîmp învîrtitor, avînd toate proprietățile demonstrate pentru cazul $m = 3$.

Observația 2. Viteza Ω a cîmpului învîrtitor se consideră față de armătura trifazată care îl produce, fie că aceasta este în rotație sau nu.

Observația 3. Pentru a se obține cîmpuri învîrtitoare cu turații mai mari de 3 000 rot/min, este necesar a se alimenta înfășurările mașinii de la surse de c.a. de frecvență mai mare de 50 Hz. Se întîlnesc uneori mașini funcționînd la 400—500 Hz (de exemplu, în instalațiile de la bordul avioanelor) sau chiar mai mult.

5.2.3. Tensiunile electromotoare induse în înfășurările mașinilor de curent alternativ de cîmpuri magnetice învîrtitoare

Să reluăm cazul unei înfășurări monofazate cu $2p$ poli, pas diametral și o crestătură pe pol (fig. 5.20). Să presupunem că înfășurarea se află pe una din cele două armături ale unei mașini de curent alternativ, de exemplu, pe armătură rotorică, în crestături. Mai presupunem că înfășurarea este într-un singur strat, deci are p bobine în serie, fiecare cu deschidere $y = \tau = \frac{\pi}{p}$. Aceste ultime ipoteze nu afectează cu nimic generalitatea rezultatelor ce se vor obține, ele servind numai la fixarea ideilor. Fie $w = pN_q$ numărul total de spire în serie ale înfășurării, N_q fiind numărul de spire plasate într-o pereche de crestături.

Să considerăm că această armătură rotorică se află sub acțiunea unui cîmp magnetic învîrtitor armonică fundamentală produs de către stator (de exemplu, cu ajutorul unei înfășurări trifazate parcurse de curenți trifazați cu același număr $2p$ de poli ca și înfășurarea monofazată). Acest cîmp învîrtitor inductor se rotește într-un anumit sens, cu viteza unghiulară Ω_1 în raport cu o axă fixă de referință OO' (fig. 5.20). Vom considera că și rotorul se învîrtește cu o viteză unghiulară constantă Ω_2 față de axa de referință și în același sens cu cîmpul învîrtitor inductor. Fie β_1 unghiul făcut la un moment oarecare t de axa Ox a unui pol nord al cîmpului învîrtitor. Evident,

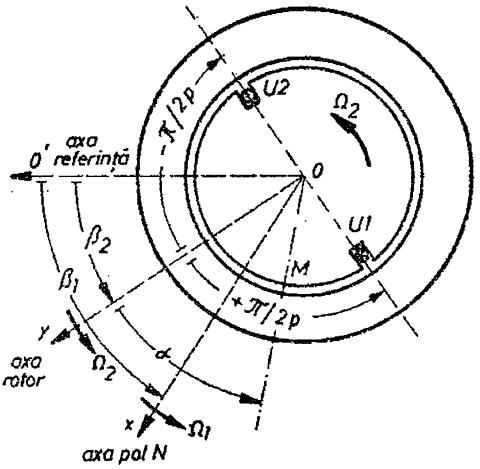


Fig. 5.20

$$\beta_1 = \Omega_1 t + \beta_{10},$$

sau, dacă alegem corespunzător originea de timp (exact momentul cînd axa polului nord considerat se suprapune peste axa de referință OO'),

$$\beta_1 = \Omega_1 t. \tag{5.10}$$

Fie β_2 unghiul făcut în același moment t de axa de simetrie Oy a unei bobine a înfășurării monofazate considerate cu axa de referință,

$$\beta_2 = \Omega_2 t + \beta_{20},$$

Cum unghiul la $t = 0$ poate fi ales convenabil, vom presupune $\beta_{20} = 0$, pentru a simplifica scrierea. Deci,

$$\beta_2 = \Omega_2 t. \tag{5.11}$$

Fie α coordonata unghiulară a unui punct oarecare M (fig. 5.20) de la periferia rotorului contată de la axa Oy aleasă pentru înfășurare.

În aceste condiții, expresia analitică a inducției magnetice în punctul α la momentul t va fi

$$B_E(\alpha, t) = B_{Em} \cos p[\alpha - (\beta_1 - \beta_2)],$$

fiindcă unghiul geometric făcut de axa Ox a polului nord al cîmpului învîrtitor inductor și axa corespunzătoare punctului M este evident $\alpha - (\beta_1 - \beta_2)$, unghiul electric fiind de p ori mai mare în cazul general cînd $p > 1$, iar variația în spațiu la un moment dat t a cîmpului învîrtitor este o cosinusoidă în raport cu axa Ox a unui pol nord. Am considerat mai sus numai armonica fundamentală a cîmpului de excitație (celelalte armonice sînt uzual neglijabile ; vom reveni totuși asupra lor).

Să calculăm fluxul fascicular pentru o spiră a înfășurării rotorice, flux datorat cîmpului învîrtitor. Se obține (fig. 5.20)

$$\varphi = \int_{-\pi/2p}^{+\pi/2p} B_E \, dA = B_{Em} LR \int_{-\pi/2p}^{+\pi/2p} \cos p[\alpha - (\beta_1 - \beta_2)] \, d\alpha,$$

în care limitele de integrare pentru spiră, avînd axa de simetrie Oy, în raport cu care se măsoară coordonata α, se stabilesc ușor dat fiindcă spira acoperă în total arcul π/p la periferia rotorului. S-a notat cu L lungimea axială a mașinii și cu R, raza rotorului.

Calculînd integrala, se găsește, ținînd seama și de expresiile (5.10), (5.11),

$$\varphi = \frac{2}{p} B_{Em} LR \cos p(\Omega_1 - \Omega_2)t = \Phi_{Em} \cos p(\Omega_1 - \Omega_2)t, \qquad (5.12)$$

în care

$$\Phi_{Em} = \frac{2}{p} B_{Em} LR = \frac{2}{\pi} L\tau B_{Em} \qquad (5.13)$$

reprezintă fluxul corespunzător deschiderii unui pol al cîmpului magnetic învîrtitor.

Se remarcă faptul interesant că fluxul fascicular este variabil în timp, după o lege sinusoidă, cu pulsația

$$\omega_2 = p(\Omega_1 - \Omega_2). \qquad (5.14)$$

Pulsația ω_2 depinde de numărul de poli ai mașinii și de viteza relativă $\Omega_1 - \Omega_2$ a cîmpului învîrtitor inductor în raport cu rotorul în crestăturile căruia este plasată înfășurarea indusă.

Cu cît numărul de poli este mai mare și cu cît viteza relativă de rotație a cîmpului magnetic învîrtitor este mai mare, cu atît frecvența de variație a fluxului produs prin spirele înfășurării considerate este mai ridicată.

Același flux străbate toate cele N_q spire care ocupă aceeași pereche de crestături ca și spira considerată. În același timp remarcăm că, dat fiind faptul că înfășurarea monofazată considerată și cîmpul învîrtitor au obligatoriu un același număr de perechi de poli, toate spirele înfășurării ocupă la un moment dat t aceeași poziție în cîmpul magnetic învîrtitor. Prin urmare, fluxul total pentru toate cele w spire ale înfășurării va fi:

$$\psi = w\Phi_{Em} \cos p(\Omega_1 - \Omega_2)t = w\Phi_{Em} \cos \omega_2 t.$$

Conform legii inducției electromagnetice, tensiunea electromotoare indusă de acest flux variabil în timp în spirele înfășurării considerate va fi

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = \omega_2 w \Phi_{Em} \cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}\right). \qquad (5.15)$$

Această t.e.m. are deci tot o variație sinusoidală în timp, dar în întîrziere față de fluxul inductor cu $\frac{\pi}{2}$. Valoarea efectivă a t.e.m. este

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_2 w \Phi_{Em}, \qquad (5.16)$$

iar frecvența de variație în timp

$$f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = \frac{p}{2\pi}(\Omega_1 - \Omega_2).$$

Nu putem să nu observăm analogia dintre aceste relații și cele deja studiate la transformator. Asupra acestei analogii vom reveni în studiul mașinilor de curent alternativ.

Să presupunem acum că înfășurarea monofazată considerată ar avea mai multe crestături pe pol, adică $q > 1$, numărul total de spire în serie, dacă în fiecare crestătură rămîn tot N_q laturi de spiră, fiind $w = pqN_q$. În acest caz, înfășurarea posedă pentru fiecare pereche de poli q perechi de crestături decalate cu unghiul geometric γ una față de cealaltă (fig. 5.21). Să notăm φ_a, φ_b, φ_c fluxurile fasciculare corespunzătoare perechilor de crestături aa', bb', cc'. Evident, aceste fluxuri se pot calcula prin integrare, la fel ca mai sus. Ele au aceeași valoare maximă Φ_{Em}, dar sînt defazate unele față de celelalte, datorită faptului că perechile de crestături considerate sînt decalate în spațiu. Cînd calculăm fluxul total ψ care se înlănțuie cu cele w spire în serie ale înfășurării, trebuie să ținem seama de aceste defazaje. Se poate scrie

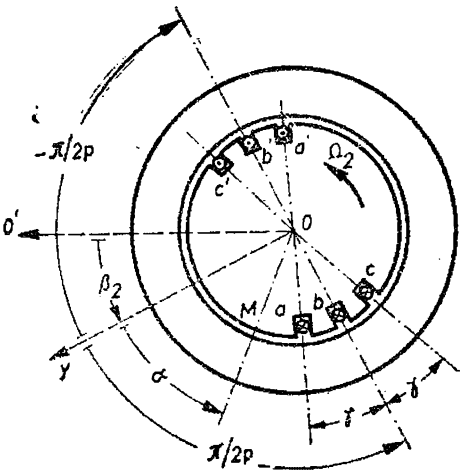


Fig. 5.21

$$\psi = p(N_q\varphi_a + N_q\varphi_b + N_q\varphi_c) = pN_q(\varphi_a + \varphi_b + \varphi_c),$$

iar pentru expresiile fluxurilor φ_a, φ_b, φ_c, dacă se ia ca axă de referință axa de simetrie Oy a perechilor de crestături bb', se poate scrie:

$$\varphi_a = \int_{-\frac{\pi}{2p}-\gamma}^{\frac{\pi}{2p}-\gamma} B_E \, dA = B_{Em} LR \int_{-\frac{\pi}{2p}-\gamma}^{\frac{\pi}{2p}-\gamma} \cos p[\alpha - (\Omega_1 - \Omega_2)t] \, d\alpha =$$

$$= \Phi_{Em} \cos(\omega_2 t + p\gamma);$$

$$\varphi_b = \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_E \, dA = \Phi_{Em} \cos \omega_2 t;$$

$$\varphi_c = \int_{-\frac{\pi}{2p}+\gamma}^{\frac{\pi}{2p}+\gamma} B_E \, dA = \Phi_{Em} \cos(\omega_2 t - p\gamma).$$

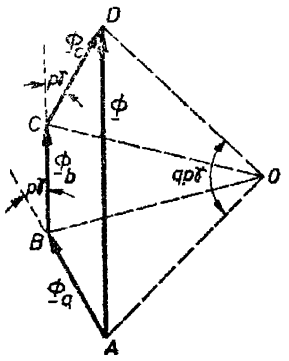


Fig. 5.22

Se observă faptul că fluxurile φ_a, φ_b, φ_c sînt într-adevăr defazate unul faţă de altul. Suma acestor fluxuri se poate calcula apelînd la reprezentarea prin fazori în planul complex (fig. 5.22), obţinîndu-se

$$\varphi_a + \varphi_b + \varphi_c = q\Phi_{Em} \cos \omega_2 t \frac{\sin \frac{qp\gamma}{2}}{q \sin \frac{p\gamma}{2}} =$$

$$= qk_q \Phi_{Em} \cos \omega_2 t,$$

în care: $$k_q = \frac{\sin \frac{qp\gamma}{2}}{q \sin \frac{p\gamma}{2}} < 1$$

este chiar *coeficientul de repartizare* calculat în mod analog în § 5.2.1.

Prin urmare, fluxul total înlănţuit cu spirele înfăşurării monofazate considerate va fi

$$\psi = pqN_q k_q \Phi_{Em} \cos \omega_2 t = wk_q \Phi_{Em} \cos \omega_2 t,$$

iar tensiunea electromotoare indusă datorită variaţiei în timp a acestui flux va fi

$$e = wk_q \omega_2 \Phi_{Em} \cos \left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} \right).$$

Valoarea efectivă a acestei t.e.m. se obţine imediat

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_2 wk_q \Phi_{Em}.$$

În continuare, pentru a ajunge la cazul cel mai general, să considerăm că înfăşurarea are pas scurtat, $y < \tau$. Să considerăm că scurtarea este s. Unghiul geometric de scurtare se află uşor, ţinînd seama că pasului polar îi corespunde arcul $\frac{\pi}{p}$. Unghiul geometric de scurtare este deci $\frac{s}{\tau} \cdot \frac{\pi}{p}$. Evident, deschiderea unei spire fiind mai mică şi fluxul fascicular corespunzător acestei spire va fi mai mic. Astfel, pentru perechea de crestături bb' se poate scrie, în acest caz

$$\varphi_b = \int_{-\frac{\pi}{2p} + \frac{s\pi}{2p\tau}}^{\frac{\pi}{2p} - \frac{s\pi}{2p\tau}} B_E \, dA = B_{Em} LR \int_{-\frac{\pi}{2p} + \frac{s\pi}{2p\tau}}^{\frac{\pi}{2p} - \frac{s\pi}{2p\tau}} \cos p[\alpha - (\Omega_1 - \Omega_2)t] \, d\alpha =$$

$$= \Phi_{Em} \cos \omega_2 t \cdot \cos \frac{s\pi}{2\tau} = k_s \Phi_{Em} \cos \omega_2 t,$$

în care:

$$k_s = \cos\frac{s\pi}{2\tau} < 1$$

este chiar *coeficientul de scurtare* pe care l-am definit în § 5.2.1.

Prin urmare, în cazul înfășurării monofazate, având $2p$ poli, q crestături pe pol și pas scurtat, în prezența unui cîmp învîrtitor cu același număr de poli și cu viteza unghiulară relativă de rotație $\Omega_1 - \Omega_2 = \omega_2/p$, fluxul total înlănțuit cu cele w spire ale înfășurării va fi

$$\psi = wk_q k_s \Phi_{Em} \cos \omega_2 t = \psi_m \cos \omega_2 t,$$

cu amplitudinea

$$\psi_m = wk_q k_s \Phi_{Em},$$

iar tensiunea electromotoare indusă va fi

$$e = wk_q k_s \omega_2 \Phi_{Em} \cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}\right). \tag{5.17}$$

Valoarea efectivă a t.e.m. are expresia

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_2 wk_q k_s \Phi_{Em} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_2 \psi_m, \tag{5.18}$$

iar frecvența ei va fi

$$f_2 = \omega_2/2\pi = p(\Omega_1 - \Omega_2)/2\pi.$$

Dacă înfășurarea este închisă pe o anumită impedanță, spirele ei vor fi parcurse de un curent

$$i = I\sqrt{2}\cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right),$$

în care ε este unghiul de defazaj între t.e.m. e și curentul i. Acest unghi ε este, desigur, dependent de natura impedanței conectate la bornele înfășurării ca și de parametrii înșiși ai înfășurării (R, L).

Dacă cîmpul învîrtitor inductor conține armonice de ordinul $\nu = 2k + 1$, care se învîrtesc cu aceeași viteză relativă $\Omega_1 - \Omega_2$ ca și armonica fundamentală în raport cu armătura indusă,

$$B_E^{(\nu)}(\alpha, t) = B_{Em}^{(\nu)} \cos \nu p[\alpha - (\Omega_1 - \Omega_2)t],$$

atunci în înfășurarea monofazată considerată se va induce o t.e.m., a cărei expresie se poate calcula exact la fel ca mai sus

$$e^{(\nu)} = (-1)^k wk_q^{(\nu)} k_s^{(\nu)} \nu\omega_2 \Phi_{Em}^{(\nu)} \cos\left(\nu\omega_2 t - \frac{\pi}{2}\right),$$

în care:

$$\Phi_{Em}^{(\nu)} = \frac{2}{\pi} B_{Em}^{(\nu)} L \frac{\tau}{\nu};$$

$$k_q^{(\nu)} = \frac{\sin \frac{\nu p q \gamma}{2}}{q \sin \frac{\nu p \gamma}{2}};$$

$$k_s^{(\nu)} = \cos \frac{\nu s \pi}{2\tau}.$$

Prin urmare, existența unor cîmpuri magnetice armonice de ordinul ν care se rotesc cu aceeași viteză ca și armonica fundamentală, ceea ce se poate întîmpla în unele mașini, conduce la o tensiune electromotoare indusă rezultantă deformată față de o sinusoidă. Din fericire, t.e.m. armonice superioare pot fi înăbușite prin repartizarea înfășurării induse în mai multe crestături pe un pol și utilizarea pasului scurtat.

Merită deci să subliniem faptul că, prin utilizarea înfășurărilor monofazate cu $q > 1$ și $y < \tau$, se obțin două rezultate favorabile : cîmpuri magnetice cu repartiții în spațiu mai apropiate de sinusoidă și t.e.m. induse cu o variație în timp mai apropiată de o sinusoidă.

În cele ce urmează, ne vom referi pentru simplitate numai la armonicele fundamentale ale cîmpurilor învîrtitoare și ale t.e.m.

În sfîrșit, a mai rămas de analizat t.e.m. induse în cazul înfășurărilor trifazate. O înfășurare trifazată cu $2p$ poli este compusă din trei înfășurări identice monofazate, decalate la periferia rotorului cu unghiul geometric $\frac{2\pi}{3p}$. Dacă luăm ca axă de referință axa de simetrie a unei bobine a unei faze (de exemplu, faza K), fluxul total corespunzător acestei faze în cîmpul învîrtitor considerat va fi

$$\psi_K = wk_q k_s \Phi_{Em} \cos \omega_2 t = \psi_m \cos \omega_2 t.$$

Pentru faza L, fluxul are aceeași amplitudine, dar este defazat în timp, datorită faptului că înfășurarea de fază L este decalată cu unghiul geometric $\frac{2\pi}{3p}$ față de înfășurarea de fază K,

$$\psi_L = wk_q k_s \Phi_{Em} \cos\left(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}\right),$$

iar pentru faza M a cărei înfășurare este decalată la periferia armăturii considerate cu unghiul geometric $\frac{4\pi}{3p}$ în raport cu înfășurarea de fază K, fluxul total va fi

$$\psi_M = wk_q k_s \Phi_{Em} \cos\left(\omega_2 t - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Cele trei fluxuri totale de fază formează un sistem trifazat simetric, echilibrat. În mod analog, t.e.m. induse în fiecare fază :

$$e_K = E\sqrt{2} \cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}\right);$$

$$e_L = E\sqrt{2}\cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$e_M = E\sqrt{2}\cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{3}\right)$$

formează și ele un sistem trifazat simetric, echilibrat. Sensul succesiunii în timp a t.e.m. de fază este dictat de sensul de rotație al cîmpului învîrtitor inductor față de armătura indusă, cum se constată imediat din expresiile t.e.m.

Dacă înfășurările sînt legate în stea sau în triunghi și sînt conectate în exterior la un receptor trifazat simetric prin cele trei înfășurări de fază vor trece curenții:

$$i_K = I\sqrt{2}\cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right);$$

$$i_L = I\sqrt{2}\cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$i_M = I\sqrt{2}\cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon - \frac{4\pi}{3}\right),$$

care formează tot un sistem trifazat simetric, echilibrat de curenți.

5.2.4. Cuplul electromagnetic în mașinile trifazate de curent alternativ

Pe baza celor stabilite în paragrafele precedente, se poate calcula și cuplul electromagnetic dezvoltat în mașina asincronă trifazată. Calculele sînt însă valabile și pentru mașinile sincrone trifazate.

Să considerăm o *armătură indusă* care posedă o înfășurare trifazată și care, pentru generalitate, este presupusă a se roti cu viteza unghiulară Ω_2 în același sens ca și un cîmp învîrtitor inductor a cărui viteză unghiulară este Ω_1, în raport cu o axă fixă de referință.

Fluxul total care se înlănțuie cu cele w spire ale înfășurării K de fază a indusului va fi (vezi expresiile din paragraful precedent)

$$\psi_K = wk_q k_s \Phi_{Em}\cos p(\beta_1 - \beta_2) = wk_q k_s \Phi_{Em}\cos p(\Omega_1 - \Omega_2)t,$$

iar curentul care străbate spirele înfășurării

$$i_K = I\sqrt{2}\cos\left[p(\Omega_1 - \Omega_2)t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right].$$

Energia de interacțiune a înfășurării induse K de fază în cîmpul învîrtitor inductor va fi

$$W_K = i_K \psi_K.$$

Cuplul electromagnetic M_K dezvoltat de această înfăşurare şi transmis indusului (în cazul nostru, rotorului) se poate afla aplicînd teorema forţelor generalizate (langrangeene), coordonata generalizată fiind evident unghiul β_2 care fixează la un moment dat poziţia indusului (rotorului) faţă de axa de referinţă (fig. 5.20)

$$M_K = \left(\frac{\partial W_K}{\partial \beta_2}\right) i_k = \text{const}$$

sau, ţinînd seama de expresia energiei,

$$M_K = pwk_q k_s \Phi_{Em} I \sqrt{2} \sin p(\beta_1 - \beta_2) \cos\left[p(\Omega_1 - \Omega_2)t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right].$$

Cum $p(\beta_1 - \beta_2) = p(\Omega_1 - \Omega_2)t$, rezultă

$$M_K = \frac{1}{2} pwk_s k_q \Phi_{Em} I\sqrt{2}\left\{\sin\left(\frac{\pi}{2} + \varepsilon\right) + \sin\left[2p(\Omega_1 - \Omega_2)t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right]\right\}.$$

Se observă că acest cuplu care se exercită asupra indusului, fiind datorit înfăşurării K de fază, este un cuplu pulsatoriu : peste o componentă constantă în timp se suprapune o componentă sinusoidală în timp cu frecvenţă dublă faţă de frecvenţa curentului.

În mod cu totul analog, pentru înfăşurările L şi M de fază, se obţine :

$$M_L = \frac{1}{2} pwk_q k_s \Phi_{Em} I \sqrt{2}\left\{\sin\left(\frac{\pi}{2} + \varepsilon\right) + \right.$$

$$\left. + \sin\left[2p(\Omega_1 - \Omega_2)t - \frac{4\pi}{3} - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right]\right\};$$

$$M_M = \frac{1}{2} pwk_q k_s \Phi_{Em} I \sqrt{2}\left\{\sin\left(\frac{\pi}{2} + \varepsilon\right) + \right.$$

$$\left. + \sin\left[2p(\Omega_1 - \Omega_2)t - \frac{8\pi}{3} - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right]\right\}.$$

Cuplul electromagnetic exercitat asupra armăturii induse datorită ansamblului celor trei înfăşurări de fază va fi deci

$$M = M_K + M_L + M_M = \frac{3}{2} pwk_q k_s \Phi_{Em} I \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} + \varepsilon\right), \quad (5.19)$$

fiindcă suma componentelor sinusoidale este nulă.

Cum defazajul dintre fazorii $\underline{I}$ şi $\underline{\psi}$ este chiar $\frac{\pi}{2} + \varepsilon$, putem nota $\frac{\pi}{2} + \varepsilon = (\underline{I}, \underline{\psi})$. Pe de altă parte, $wk_q k_s \Phi_{Em} = \psi_m$, iar $I\sqrt{2} = I_m$. Deci,

$$M = \frac{3}{2} p \psi_m I_m \sin(\underline{I}, \underline{\psi}). \quad (5.19')$$

Ţinînd seama de expresia valorii efective a t.e.m. induse de către cîmpul învîrtitor inductor într-o înfăşurare de fază

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_2 w k_q k_s \Phi_{Em} = \frac{1}{\sqrt{2}} p(\Omega_1 - \Omega_2) w k_q k_s \Phi_{Em},$$

expresia cuplului electromagnetic exercitat asupra armăturii induse ia o nouă formă

$$M = \frac{3EI \cos(\underline{I}, \underline{E})}{\Omega_1 - \Omega_2}, \qquad (5.19'')$$

în care am notat $\varepsilon = (\underline{I}, \underline{E})$.

Se constată imediat că, dacă armătura indusă este fixă sau se roteşte cu viteză uniformă ($\Omega_2 = \text{const}$) şi dacă din punct de vedere electric maşina se află în regim staţionar ($E = \text{const}$, $I = \text{const}$, $\Omega_1 = \text{const}$), atunci cuplul dezvoltat este constant în timp.

Dacă acest cuplu este pozitiv, atunci el are sensul cîmpului învîrtitor inductor ; dacă este negativ, atunci are sens contrar.

Dacă se aplică principiul acţiunii şi reacţiunii, se deduce că asupra celeilalte armături a maşinii care produce cîmpul învîrtitor inductor se exercită un cuplu

$$M' = - M.$$

Aceste expresii ale cuplului electromagnetic dezvoltat în maşinile trifazate de curent alternativ se vor aplica mai departe la fiecare tip de maşină în parte.

5.3. Reacţia magnetică a indusului

În cele ce urmează vom prezenta cîteva consideraţii calitative asupra reacţiei indusului la maşina trifazată de c.a.

Să considerăm o astfel de maşină. Să presupunem că una din cele două armături ale maşinii produce un cîmp învîrtitor inductor cu $2p$ poli, cu viteza unghiulară Ω_1 faţă de o axă fixă de referinţă. Să presupunem că cealaltă armătură posedă o înfăşurare trifazată simetrică şi că se învîrteşte la rîndul său cu viteză unghiulară Ω_2 faţă de aceeaşi axă de referinţă, în sensul rotaţiei cîmpului învîrtitor. În înfăşurările de fază ale celei de a doua armături, pe care o vom denumi armătură indusă, se vor induce tensiuni electromotoare simetrice, echilibrate. Dacă expresia cîmpului învîrtitor inductor în raport cu armătura indusă este (§ 5.2.2).

$$B_E(\alpha, t) = B_{Em} \cos [p\alpha - p(\Omega_1 - \Omega_2)t],$$

atunci t.e.m. induse în fazele K, L, M, ale armăturii induse vor fi:

$$e_K = E\sqrt{2}\cos\left[p(\Omega_1 - \Omega_2)t - \frac{\pi}{2}\right];$$

$$e_L = E\sqrt{2}\cos\left[p(\Omega_1 - \Omega_2)t - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right];$$

$$e_M = E\sqrt{2}\cos\left[p(\Omega_1 - \Omega_2)t - \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{3}\right].$$

Să presupunem în continuare că înfăşurările de fază sînt legate în stea sau triunghi şi conectate pe impedanţe simetrice de fază. În consecinţă, înfăşurările de fază vor fi parcurse de curenţii:

$$i_K = I\sqrt{2}\cos\left[p(\Omega_1 - \Omega_2)t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right];$$

$$i_L = I\sqrt{2}\cos\left[p(\Omega_1 - \Omega_2)t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon - \frac{2\pi}{3}\right];$$

$$i_M = I\sqrt{2}\cos\left[p(\Omega_1 - \Omega_2)t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon - \frac{4\pi}{3}\right],$$

care formează un sistem trifazat simetric echilibrat de curenţi. Sensul succesiunii fazelor K, L, M, la periferia armăturii induse coincide cu sensul de rotaţie al cîmpului învîrtitor inductor.

Armătura indusă avînd o înfăşurare trifazată simetrică parcursă de curenţi trifazaţi simetrici echilibraţi, produce, la rîndul său, un cîmp învîrtitor B_A de reacţie, a cărui expresie a fost stabilită în § 5.2.2. Viteza relativă a acestui cîmp învîrtitor faţă de rotor este $\Omega_1 - \Omega_2$, iar faţă de axa fixă de referinţă este Ω_1. Deci, în raport cu armătura indusă

$$B_A(\alpha,t) = B_{Am}\cos\left[p\alpha - p(\Omega_1 - \Omega_2)t + \frac{\pi}{2} + \varepsilon\right].$$

Să analizăm această expresie a cîmpului învîrtitor de reacţie. Se remarcă imediat faptul că, dacă viteza relativă a cîmpului învîrtitor inductor în raport cu armătura indusă este $\Omega_1 - \Omega_2$, viteza cîmpului învîrtitor de reacţie în raport cu propria armătură care-l produce este tot $\Omega_1 - \Omega_2$. Deci, atît cîmpul învîrtitor inductor cît şi cel de reacţie au aceeaşi viteză de rotaţie în raport cu armătura indusă.

Sensul rotaţiei cîmpului învîrtitor de reacţie coincide cu sensul de rotaţie al cîmpului învîrtitor inductor. Într-adevăr, sensul succesiunii fazelor armăturii induse depinde de sensul relativ de rotaţie al cîmpului învîrtitor inductor, iar sensul rotaţiei cîmpului învîrtitor de reacţie coincide cu sensul succesiunii fazelor sale.

Cîmpul învîrtitor de reacție este decalat în urma cîmpului învîrtitor inductor cu unghiul $\frac{\pi}{2}+\varepsilon$, exact cu cît este defazat în urmă curentul i dintr-o înfășurare de fază în raport cu fluxul Φ_E în cîmpul învîrtitor inductor al înfășurării respective de fază (fig. 5.23, *a*). Poziția relativă între cele două cîmpuri învîrtitoare este deci funcție de unghiul ε, adică, în ultimă instanță, de natura impedanței exterioare și a parametrilor (rezistență, inductivitate înfășurării trifazate induse.

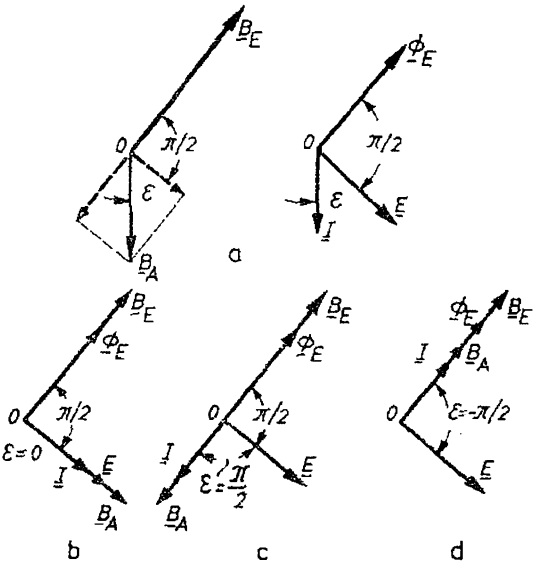


Fig. 5.23

Dacă $\varepsilon=0$, adică dacă curentul i este în fază cu t.e.m. e respectivă, atunci cele două cîmpuri învîrtitoare sînt în cvadratură, polii cîmpului de reacție găsindu-se exact între polii cîmpului inductor (fig. 5.23, *b*). O astfel de reacție a armăturii induse este denumită *reacție transversală* (vezi analogia cu reacția indusului la mașina de curent continuu).

Dacă $\varepsilon=\frac{\pi}{2}$, adică curentul i este în urma tensiunii electromotoare e cu $\frac{\pi}{2}$, atunci cele două cîmpuri învîrtitoare sînt în opoziție, polii nord ai unuia aflîndu-se față în față cu polii sud ai celuilalt cîmp. În această situație, cîmpul învîrtitor de reacție are o acțiune exact contrară cîmpului învîrtitor inductor. O astfel de reacție este denumită *reacție longitudinală demagnetizantă* (fig. 5.23, *c*).

Dacă $\varepsilon=\frac{-\pi}{2}$, curentul i fiind defazat înaintea t.e.m. e cu $\frac{\pi}{2}$, atunci cele două cîmpuri învîrtitoare sînt perfect în fază, polii de același nume suprapunîndu-se, iar cîmpul de reacție întărește acțiunea cîmpului inductor. O astfel de reacție este denumită *reacție longitudinală magnetizală* (fig. 5.23, *d*).

Bineînțeles, cele două cîmpuri învîrtitoare se compun într-un cîmp rezultant, singurul existent realmente în mașină.

În studiul diferitelor tipuri de mașini trifazate de curent alterativ vom reveni cu detalii în legătură cu reacția indusului.

5.4. Regimurile energetice ale mașinii asincrone. Ecuațiile funcționale în regim staționar și dinamic

Mașina asincronă trifazată poate funcționa stabil în trei regimuri: de motor, de generator și de frînă. În regimul de motor, mașina transformă puterea electrică primită de la o rețea trifazată de curent alternativ în putere mecanică cedată pe la arbore unei mașini de lucru. În regim de generator, mașina transformă puterea mecanică primită pe la arbore de la un motor oarecare (care antrenează mașina) în putere electrică, debitată într-o rețea consumatoare, trifazată, de curent alternativ. În fine, în regim de frînă propriu-zisă, mașina asincronă primește putere mecanică pe la arbore și putere electrică de la o rețea electrică trifazată și le transformă ireversibil în timp în căldură, dezvoltînd totodată un cuplu necesar frînării unei mașini de lucru.

În cele ce urmează vom prezenta succint principiul de funcționare al mașinii asincrone trifazate cu rotor bobinat în fiecare regim stabilind bilanțul de puteri. Ecuațiile funcționale vor fi stabilite mai departe.

5.4.1. Regimul de motor

Să presupunem deci că înfășurarea trifazată statorică a mașinii este conectată la o rețea electrică trifazată de alimentare. Cele trei înfășurări de fază ale statorului vor fi parcurse de curenți sinusoidali de pulsație ω_1, care formează un sistem trifazat simetric, echilibrat. Ei vor produce un cîmp învîrtitor de excitație, care se învîrtește în sensul succesiunii fazelor statorului cu viteza unghiulară de rotație dată de expresia (5.9)

$$\Omega_1 = \frac{\omega_1}{p},$$

în care p este numărul de perechi de poli ai mașinii.

Acest cîmp învîrtitor va induce în înfășurarea trifazată a rotorului, care este deocamdată imobil ($\Omega_2 = 0$), un sistem simetric, echilibrat de trei t.e.m. (vezi §. 5.2.3). Pulsația acestor t.e.m. va fi, evident, conform relației (5.14)

$$\omega_2 = p\Omega_1 = \omega_1,$$

deoarece înfășurările de fază ale rotorului au același număr de poli ca și ale statorului.

Să presupunem că înfășurările de fază ale rotorului sînt conectate în scurt-circuit (dublă stea). În această ipoteză, cele trei t.e.m. induse vor produce trei curenți, care formează, la rîndul lor, un sistem trifazat simetric, echilibrat de curenți de pulsație ω_2. Sensul succesiunii fazelor la periferia rotorului va fi determinat de sensul de rotație al cîmpului învîrtitor statoric (de excitație) și va coincide cu el.

Dat fiind faptul că rotorul cu înfășurările sale de fază parcurse de curenți se află în cîmpul învîrtitor statoric, el va fi solicitat de un cuplu electromagnetic M în sensul succesiunii fazelor sale, deci în sensul cîmpului învîrtitor

statoric. Dacă acest cuplu este suficient de mare ca să învingă cuplul rezistent la arbore, atunci rotorul începe să se învîrtească în sensul cîmpului statoric. Accelerarea rotorului durează atît timp cît cuplul dezvoltat de mașina asincronă este mai mare decît cuplul rezistent.

Să presupunem acum că rotorul se învîrtește cu viteză uniformă și fie Ω_2 viteza unghiulară de rotație, iar $\Omega_2 < \Omega_1$. De data aceasta, viteza relativă a cîmpului învîrtitor statoric față de rotor este $\Omega_1 - \Omega_2$, iar pulsația t.e.m. induse și a curenților din înfășurările de fază ale rotorului va fi, evident,

$$\omega_2 = p(\Omega_1 - \Omega_2). \tag{5.20}$$

Făcînd apel la noțiunea de *alunecare* definită prin relația

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{\Omega_1}, \tag{5.21}$$

rezultă că *pulsația curenților rotorici este doar fracțiunea s din pulsația curenților statorici*

$$\omega_2 = s\omega_1, \tag{5.20'}$$

atunci cînd mașina asincronă este în mers.

Cîmpul învîrtitor de reacție al rotorului va avea aceeași viteză față de rotor ca și cîmpul învîrtitor statoric de excitație. Cele două cîmpuri se compun într-un cîmp învîrtitor rezultant, care, la rîndul lui, are evident aceeași viteză unghiulară $\Omega_1 - \Omega_2$ de rotație față de rotor.

Sub acțiunea acestui cîmp învîrtitor rezultant se induce într-o fază rotorică t.e.m. utilă rezultantă $E_{\mu 2}$. Fie I_2 curentul rotoric de fază. În acest caz, cuplul electromagnetic care se exercită asupra rotorului va fi, conform relației (6.19')

$$M = \frac{3E_{\mu 2}I_2\cos(I_2,E_{\mu 2})}{\Omega_1 - \Omega_2}.$$

Expresia de la numărător are însă o semnificație bine precizată. Deoarece înfășurările de fază ale rotorului sînt conectate în scurtcircuit, tensiunea la bornele lor este, evident, nulă și expresia de la numărător reprezintă tocmai pierderile Joule P_{J2} în rezistențele înfășurărilor de fază. Prin urmare,

$$M = \frac{P_{J2}}{\Omega_1 - \Omega_2} = \frac{P_{J2}}{s\Omega_1} \tag{5.22}$$

sau :

$$P_{J2} = sM\Omega_1 = M(\Omega_1 - \Omega_2). \tag{5.23}$$

În regim de viteză Ω_2 constantă există următoarea relație între cuplul electromagnetic M dezvoltat de motor și cuplurile rezistente M_s (al mașinii de lucru ML antrenate, fig. 5.24, *a*), M_m (cuplul de frecări mecanice ale rotorului motorului) și M_{Fe2} (cuplul corespunzător pierderilor în fierul rotorului) :

$$M - M_s - M_m - M_{Fe2} = J\frac{d\Omega_2}{dt} = 0.$$

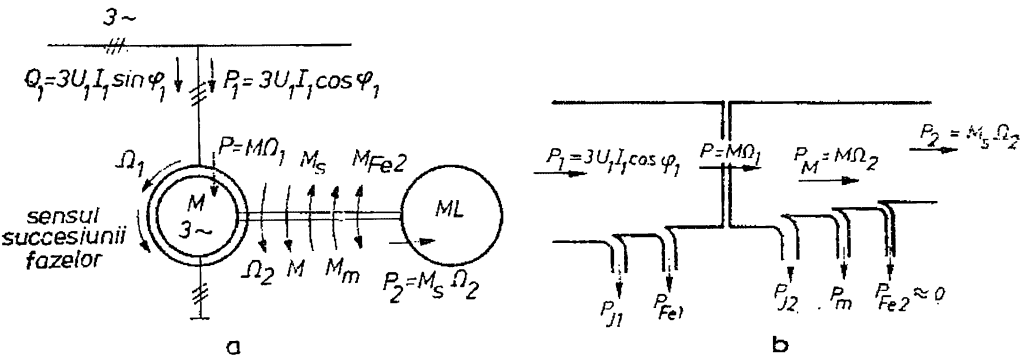


Fig. 5.24

Înmulțind în această relație termen cu termen cu viteza unghiulară Ω_2, se obține o relație între puteri mecanice:

$$P_M = P_2 + P_m + P_{Fe2}, \tag{5.24}$$

în care $P_M = M\Omega_2$ reprezintă puterea mecanică totală dezvoltată de motor, $P_2 = M_s\Omega_2$ puterea mecanică utilă transmisă sarcinii (mașinii de lucru ML), $P_m = M_m\Omega_2$ pierderi mecanice prin frecări, iar $P_{Fe2} = M_{Fe2}\Omega_2$ putere corespunzătoare pierderilor în fier în rotor.

Puterea totală P primită de rotor este deci

$$P = P_M + P_{J2} = P_2 + P_m + P_{Fe2} + P_{J2}.$$

Evident, această putere este transmisă rotorului de către stator prin intermediul cîmpului electromagnetic prin întrefier. Vom denumi această mărime *putere electromagnetică*.

Pe baza relațiilor (5.23) și (5.24), rezultă:

$$P = P_M + P_{J2} = M\Omega_2 + M(\Omega_1 - \Omega_2) = M\Omega_1, \tag{5.25}$$

relație deosebit de importantă în teoria mașinilor asincrone.

Firește, puterea electromagnetică P transmisă de stator rotorului este preluată de la rețeaua electrică. Dacă $P_1 = 3U_1I_1\cos\varphi_1$ este puterea activă luată de stator de la rețea (U_1 reprezintă valoarea efectivă a tensiunii statorice de fază, I_1 curentul efectiv prin înfășurarea de fază, $\cos\varphi_1$ factorul de putere al motorului), P_{J1} puterea pierdută prin efect Joule în înfășurarea de fază a statorului, P_{Fe1} puterea pierdută în miezul feromagnetic al statorului, atunci

$$P = P_1 - P_{J1} - P_{Fe1}.$$

Așadar, în regimul energetic de motor, mașina asincronă preia puterea electrică de la rețeaua electrică de alimentare și o transformă prin intermediul cîmpului electromagnetic în putere mecanică cedată pe la arborele instalației cuplate pe arborele mașinii (strung, macara, pompă etc.). Bilanțul puterilor la motorul asincron este prezentat în figura 5.24, *b*.

Viteza unghiulară de rotație Ω_2 *a rotorului motorului asincron nu poate depăși viteza unghiulară* Ω_1 *a cîmpului învîrtitor statoric*, denumită viteză unghiulară de sincronism. Într-adevăr, rotorul la pornire are viteză nulă, apoi se accelerează, viteza sa unghiulară crescînd treptat. Dacă în decursul accelerării viteza unghiulară Ω_2 ar deveni pentru un moment egală cu Ω_1, atunci t.e.m. induse în înfășurările de fază ar fi nule. În această situație, curenții din înfășurările de fază ar fi nuli și deci cuplul electromagnetic M ar fi, de asemenea, nul. În consecință cuplul activ fiind nul, rotorul ar începe să frîneze și nu să accelereze. Așadar, *în regimul normal de motor electric, mașina asincronă nu poate atinge viteza de sincronism.* Din acest motiv, mașina poartă denumirea de asincronă.

Prin urmare, *mașina asincronă funcționează în regim de motor electric pentru viteze de rotație ale rotorului cuprinse între* $\Omega_2 = 0$ *și* $\Omega_2 = \Omega_1$, *adică pentru alunecări* $s = 0 - 1$.

În regimul normal de funcționare ca motor, viteza unghiulară de rotație Ω_2 a rotorului este însă apropiată de viteza unghiulară de sincronism Ω_1. Acest lucru rezultă din relațiile (5.23), (5.24) și (5.25). Într-adevăr,

$$P_{J2} = sP,$$

$$P_M = (1 - s)P,$$

adică *pierderile în cuprul înfășurărilor rotorice reprezintă fracțiunea* s *din puterea electromagnetică* P *transmisă de stator rotorului*, în timp ce *puterea mecanică reprezintă fracțiunea* $(1 - s)$ *din puterea* P. Cum este rațional ca motorul să aibă pierderi în cupru relativ mici față de puterea mecanică dezvoltată în plină sarcină în scopul obținerii unui randament ridicat, rezultă că alunecarea s este relativ mică. De obicei, la sarcină nominală, $s = 0{,}01 - 0{,}10$.

Acum sensul fizic al noțiunii de alunecare este mai clar. Alunecarea evidențiază tocmai faptul că rotorul mașinii asincrone nu poate depăși cîmpul învîrtitor rezultat, rămînînd în permanență în urmă.

Observația 1. Dacă frecvența statorului este $f_1 = 50$ Hz, atunci rezultă din relația (5.20') că frecvența rotorului este în regim nominal $f_2 = sf_1 = (1 - 5)$ Hz. La asemenea valori ale frecvenței rotorice pierderile în fier P_{Fe2} sînt practic nule.

Observația 2. Din punctul de vedere al bilanțului de puteri reactive motorul asincron este un receptor ohmic-inductiv. Motorul preia puterea reactivă relativ importantă de la rețea necesară cîmpului magnetic din mașină. Factorul său de putere $\cos \varphi_1$ este totdeauna inductiv. Motorul asincron este excitat de la aceeași rețea care îi furnizează și puterea activă.

5.4.2. Regimul de generator

Pentru a lămuri acest regim de funcționare, să considerăm că statorul mașinii asincrone trifazate este conectat la o rețea trifazată (fig. 5.25, *a*) și că rotorul mașinii este antrenat de un motor primar *MP* oarecare (Diesel, turbină hidraulică, elice de vînt, motor de c.c.) în sensul cîmpului învîrtitor statoric cu o viteză unghiulară $\Omega_2 > \Omega_1$. S-a arătat în paragraful anterior că

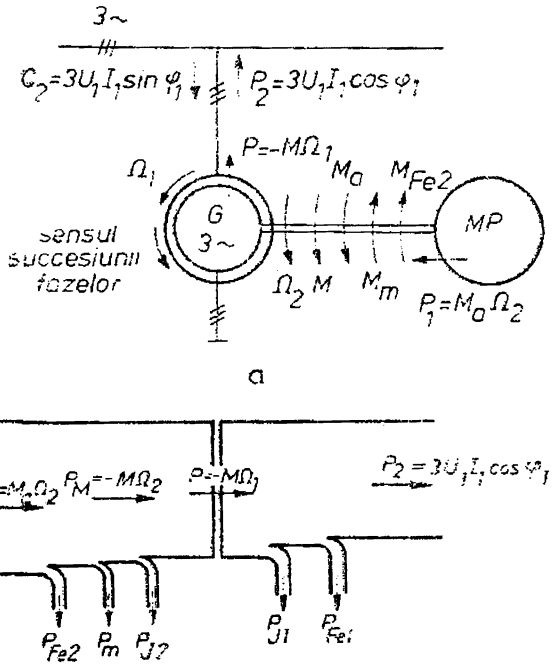


Fig. 5.25

în regim de motor viteza Ω_2 nu poate fi decît mai mică decît viteza de sincronism Ω_1. Deci, pentru a sili mașina asincronă să funcționeze la o viteză $\Omega_2 > \Omega_1$, este nevoie de un motor exterior de antrenare, care dezvoltă în acest caz un cuplu activ M_a în sensul lui Ω_2 (fig. 5.25, *a*) și transmite o putere mecanică $P_1 = M_a\Omega_2$.

Alunecarea mașinii asincrone este negativă în această situație,

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{\Omega_1} < 0.$$

Asupra rotorului mașinii asincrone acționează pe lîngă cuplul activ M_a al motorului *MP*, cuplul de frecări mecanice M_m, cuplul corespunzător pierderilor în miezul feromagnetic rotoric și cuplul electromagnetic M. Acest ultim cuplu, al cărui sens pozitiv coincide prin convenție cu cel din regimul de motor conectat în mod identic la rețeaua trifazată de c.a. (sensul cîmpului învîrtitor statoric care este același cu sensul succesiunii fazelor), va fi

$$M = \frac{3E_{\mu 2}I_2\cos(\underline{I_2}, \underline{E_{\mu 2}})}{\Omega_1 - \Omega_2}.$$

Deoarece rotorul bobinat al mașinii considerat este în scurtcircuit, termenul de la numărător reprezintă tocmai pierderile Joule rotorice P_{J2} (întocmai ca la regimul de motor). Numitorul este evident negativ. Deci, cuplul electromagnetic

$$M = \frac{P_{J2}}{\Omega_1 - \Omega_2} = \frac{P_{J2}}{s\Omega_1} < 0,$$

adică în realitate este rezistent în raport cu sensul de rotație.

Pentru a stabili bilanțul de puteri al mașinii asincrone în situația prezentată mai sus, vom scrie ecuația mișcării pentru o viteză $\Omega_2 = \text{const}$ (regim permanent):

$$M_a = -M + M_m + M_{Fe2}.$$

Înmulțind termen cu termen cu viteza Ω_2 se obține o relație de puteri mecanice:

$$P_1 = P_M + P_m + P_{Fe2}.$$

în care diferiții termeni au următoarele semnificații: $P_1 = M_1\Omega_2$ — puterea mecanică cedată pe la arbore rotorului mașinii asincrone de către motorul de antrenare MP, $P_m = M_m\Omega_2$ — putere pierdută de rotor prin frecări mecanice, $P_{Fe2} = M_{Fe2}\Omega_2$ — putere pierdută în fierul rotoric prin histerezis și curenții Foucault și $P_M = -M\Omega_2$ — putere mecanică disponibilă în rotor. Dar puterea P_M poate fi descompusă în două componente:

$$P_M = -M\Omega_2 = M(\Omega_1 - \Omega_2) - M\Omega_1 = P_{J2} + P$$

Prima componentă $M(\Omega_1 - \Omega_2) = P_{J2}$ reprezintă pierderi Joule în rotor. Deci, o parte din puterea mecanică P_M se transformă în putere electrică P_{J2}. Cealaltă componentă $P = -M\Omega_1$ se numește *putere electromagnetică* și reprezintă în același timp și o putere de natură electrică care se transmite prin intermediul cîmpului electromagnetic din rotor în stator. Într-adevăr, ținînd seama de expresia de mai sus a cuplului electromagnetic și de faptul că, conform expresiei (5.18), t.e.m. rezultantă indusă de cîmpul învîrtitor rezultant în fazele rotorului este

$$E_{\mu 2} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_2 w_2 k_{w2} \Phi_{\mu m} = \frac{p}{\sqrt{2}} (\Omega_1 - \Omega_2) w_2 k_{w2} \Phi_{\mu m},$$

putem scrie

$$P = -M\Omega_1 = \frac{3p}{\sqrt{2}} \Omega_1 w_2 k_{w2} I_2 \Phi_{\mu m} \cos(I_2, E_{\mu 2}).$$

Prin urmare, puterea electromagnetică P prezintă două fețe: una care evidențiază natura sa mecanică ca parte a puterii mecanice P_M și cealaltă care certifică natura sa electrică (putere activă) evidențiată de mărimile Ω_1, I_2, $\Phi_{\mu m}$ din expresia sa.

În regimul de motor, atît cuplul electromagnetic M cît și viteza de sincronism Ω_1 au același sens și puterea electromagnetică P este transmisă de la stator la rotor prin întrefier, prin intermediul cîmpului electromagnetic. În regimul studiat, cuplul M și viteza Ω_1 sînt opuse ca sens și deci puterea P corespunde unui transfer de putere activă de la rotor la stator.

Așadar, puterea mecanică disponibilă în rotor P_M este convertită de mașină în putere electrică, din care o parte acoperă pierderile Joule P_{J2} ale rotorului, iar cealaltă parte P este transferată statorului.

Puterea P primită de stator acoperă pierderile statorului, pierderile Joule P_{J1} și pierderile P_{Fe1} în miezul feromagnetic statoric, iar ceea ce mai rămîne, puterea P_2, se transmite rețelei trifazate la care este conectat statorul:

$$P = P_{J1} + P_{Fe1} + P_2.$$

Evident, $P_2 = 3U_1 I_1 \cos\varphi_1$, U_1 fiind tensiunea statorică de fază impusă de rețea, I_1 curentul statoric de fază, iar φ_1 unghiul de defazaj dintre fazorii

$\underline{U}_1$, $\underline{I}_1$. Cum puterea activă P_2 este generată de mașina asincronă și absorbită de rețea, rezultă că $\pi > \varphi_1 > \frac{\pi}{2}$. Curentul $\underline{I}_1$ are o componentă activă în opoziție cu $\underline{U}_1$.

Bilanțul de puteri active conform relațiilor stabilite mai sus este redat în figura 5.25, *b*. El corespunde, prin definiție, unui regim energetic de generator.

Trebuie să atragem atenția asupra faptului că mașina asincronă în regim de generator își preia puterea reactivă necesară magnetizării (excitării) de la aceeași rețea în care debitează putere activă. Deci în raport cu această rețea generatorul asincron este generator de putere activă și receptor inductiv din punctul de vedere al puterii reactive. Într-adevăr, deoarece $\pi > \varphi_1 > \frac{\pi}{2}$, rezultă $P_2 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1 < 0$ (adică putere activă negativă, transmisă de mașină rețelei electrice și folosită de diferiți consumatori conectați la rețea) și $Q_2 = 3U_1 I_1 \sin \varphi_1 > 0$ (adică, putere reactivă corespunzătoare unui receptor inductiv). Dacă rețeaua electrică nu poate furniza această putere reactivă necesară magnetizării mașinii, generatorul asincron nu poate funcționa. Deci, în rețeaua electrică la care este conectat generatorul asincron trebuie să existe, pe lîngă consumatorii obișnuiți de energie activă (motoare, lămpi, cuptoare etc.), fie baterii de condensatoare, fie alte generatoare de c.a. capabile să furnizeze putere reactivă (să funcționeze cu factor de putere inductiv, așa cum sînt generatoarele sincrone). Cum imensa majoritate a consumatorilor sînt ohmic-inductivi, generatorul asincron nu poate funcționa autonom, independent de generatoarele de tip sincron și deci nu găsește aplicație curentă. De aceea noi nu vom insista asupra caracteristicilor sale.

Reținem deci că *pentru alunecări $s < 0$ mașina asincronă funcționează în regim energetic de generator.*

Observația 1. Generatorul asincron trifazat își găsește o aplicație interesantă în microhidrocentrale, în care caz debitează în rețeaua trifazată locală legată de centrale electrice cu generatoare sincrone. În raport cu acestea din urmă, generatorul asincron este mai ieftin și mai robust în exploatare.

Observația 2. Alunecarea s a generatorului asincron trifazat este relativ mică în valoare absolută, întocmai ca și în regimul de motor și din același motiv — realizarea unui bun randament ($P_{J_2} = -sP$). Deci $s = 0{,}01-0{,}10$ și, în consecință $P_{Fe_2} \approx 0$.

5.4.3. Regimul de frînă electrică

Mașina asincronă poate funcționa și în regim energetic de frînă electrică, la fel ca și mașina de c.c., primind putere atît din rețeaua electrică, cît și pe la arbore de la o mașină de lucru care trebuie frînată și transformînd în timp această putere în căldură prin efect Joule în armătura indusă.

Pentru a demonstra posibilitatea acestui regim, să considerăm o mașină asincronă trifazată conectată pe partea statorică la o rețea electrică trifazată

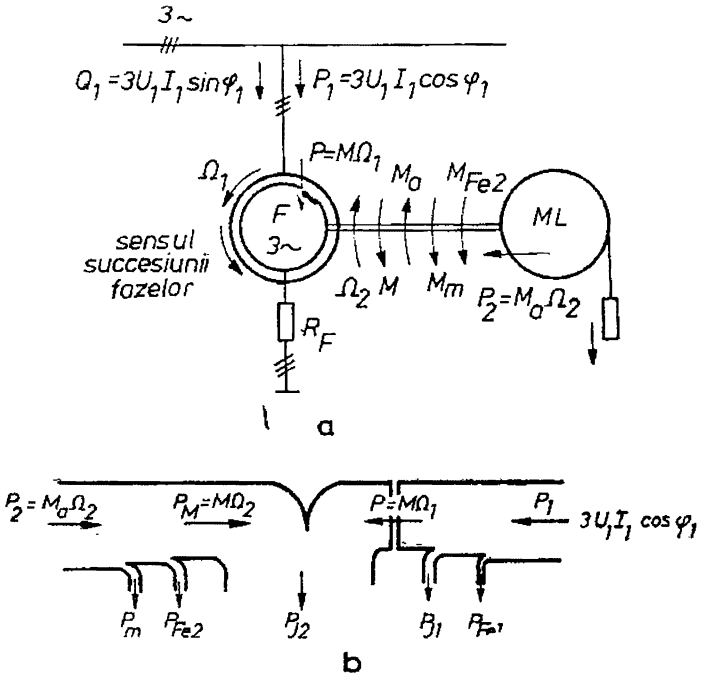


Fig. 5.26

și silită de către o mașină de lucru *ML* (de exemplu, o macara) să se rotească cu o viteză oarecare Ω_2 în sens invers sensului firesc de motor, adică în sens invers cîmpului învîrtitor statoric (fig. 5.26, *a*).

În această situație, viteza Ω_2 trebuie considerată negativă, rezultînd o alunecare supraunitară,

$$s = \frac{\Omega_1 + \Omega_2}{\Omega_1} > 1.$$

Cuplul electromagnetic dezvoltat de mașina asincronă în regim de alunecare supraunitară are același sens cu cîmpul învîrtitor statoric (ca și regimul de motor). De data aceasta însă, cuplul M este rezistent, opus mișcării rotorului (fig. 5.26, *a*).

$$M = \frac{3E_{\mu 2} I_2 \cos(\underline{I}_2, \underline{E}_{\mu 2})}{\Omega_1 + \Omega_2} = \frac{P_{J2}}{\Omega_1 + \Omega_2} = \frac{P_{J2}}{s\Omega_1} > 0,$$

Ecuația mișcării, în ipoteza regimului permanent ($\Omega_2 = \text{const}$) va fi:

$$M_a = M + M_m + M_{Fe2},$$

M_a fiind cuplul activ dezvoltat de mașina de lucru *ML*, care forțează mașina asincronă să se rotească în sens invers sensului firesc de motor impus de succesiunea fazelor statorului.

Înmulțind termen cu termen prin viteza unghiulară Ω_2, se obține o relație de puteri de natură mecanică:

$$P_2 = P_M + P_m + P_{Fe2},$$

în care $P_2 = M_a\Omega_2$ reprezintă puterea mecanică transmisă mașinii asincrone pe la arbore de către mașina de lucru, iar P_m și P_{Fe2} au semnificațiile cunoscute. Puterea mecanică

$$P_M = M\Omega_2$$

este o putere disponibilă în rotorul mașinii. Ea se transformă în putere electrică, așa cum se vede din următoarea egalitate:

$$P_M = M\Omega_2 = M(\Omega_1 + \Omega_2) - M\Omega_1 = P_{J2} - P$$

sau

$$P_M + P = P_{J2}.$$

Prin urmare, pierderile Joule rotorice sînt acoperite de puterea mecanică P_M provenită de la mașina de lucru și care se transformă prin intermediul cîmpului electromagnetic în putere electrică disponibilă în rotor și de puterea electromagnetică $P = M\Omega_1$ provenită de la stator și care se transformă prin întrefier tot cu ajutorul cîmpului electromagnetic. Această putere electromagnetică P corespunde unui cuplu electromagnetic M de același sens ca în regimul de motor și unei viteze de sincronism Ω_1 în sensul succesiunii fazelor statorice. Deci, această putere P se transmite într-adevăr de la stator la rotor, întocmai ca la motorul asincron.

Puterea electromagnetică P provine, evident, de la rețeaua electrică la care este conectat statorul. Firește,

$$P = P_1 - P_{J1} - P_{Fe1},$$

în care $P_1 = 3U_1I_1\cos\varphi_1 \left\{\text{cu } \varphi_1 < \frac{\pi}{2}\right\}$ reprezintă puterea activă absorbită de la rețea, iar P_{J1} și P_{Fe1} au semnificațiile cunoscute din tratarea regimurilor energetice anterioare.

Bilanțul de puteri active pentru situația descrisă este prezentat în figura 5.26, *b*. El corespunde întocmai definiției corespunzătoare frînei electrice.

Din punctul de vedere al puterii reactive frîna asincronă trifazată reprezintă pentru rețea un receptor inductiv, ca și în cazul motorului asincron.

Rezumînd deci, *mașina asincronă trifazată poate funcționa în regim energetic de frînă electrică pentru alunecări* $s > 1$.

Observația 1. Deoarece în regim de frînă pierderile Joule rotorice $P_{J2} = 3R_2I_2^2$ sînt foarte mari (vezi relația $P_{J2} = P_M + P$), rezultă că și curentul rotoric de fază I_2 atinge valori excesive. Pentru a limita încălzirea înfășurării rotorice este nevoie de reducerea curentului rotoric, ceea ce se obține prin înserierea în fazele rotorice a unor rezistențe R_F (fig 5.26 *a*) în care caz pierderile Joule rotorice $P_{J2} = 3(R_2 + R_F)I_2^2$ se produc în cea mai mare parte în exteriorul mașinii. Evident, modificarea rezistenței rotorice de fază este posibilă numai la varianta de motor cu rotor bobinat (cu inele de contact). La variantele cu rotor în colivie, curentul rotoric nu poate fi limitat și rotorul se încălzește excesiv. În aceste cazuri, regimul de frînă poate fi utilizat numai pentru scurtă durată.

Observația 2. În regimul de frînă alunecarea rotorică este supraunitară, ceea ce înseamnă că frecvența curentului rotoric depășește pe cea a rețelei ($f_2 = sf_1$). În consecință, în acest regim energetic pierderile în miezul feromagnetic rotoric P_{Fe2} nu pot fi neglijate de fel, contribuind și ele la încălzirea suplimentară a rotorului și a mașinii în ansamblu.

5.4.4. Ecuațiile funcționale în regim staționar ale motorului asincron trifazat

În cele ce urmează, în vederea stabilirii ecuațiilor fundamentale ale motorului asincron, vom apela la unele ipoteze simplificatoare : circuitul magnetic are o caracteristică liniară de magnetizare (se neglijează saturația), intensitatea cîmpului magnetic în fier este practic nulă ; se neglijează pierderile în fier ; nu se iau în considerație decît armonicile fundamentale ale cîmpurilor învîrtitoare ; se admite o simetrie perfectă constructivă, magnetică și electrică ; viteza unghiulară de rotație este constantă ; sistemul trifazat de tensiuni aplicat înfășurării statorice este simetric, echilibrat. În plus, se va considera că rotorul este bobinat, avînd o înfășurare trifazată în scurtcircuit.

Fie Ω_2 viteza unghiulară a rotorului. Vom considera axa de simetrie a unei bobine a înfășurării U de fază ca axă de referință spațială statorică. Axa unei bobine a înfășurării K va fi luată ca referință pentru rotor. Fie β_2 unghiul geometric făcut de axa de referință a rotorului cu axa de referință a statorului (fig. 5.27). Alegînd convenabil originea timpului, se poate scrie la un moment oarecare t

$$\beta_2 = \Omega_2 t. \tag{5.26}$$

Pentru același moment, expresiile curenților în cele trei înfășurări de fază U, V și W ale statorului sînt :

$$i_U = I_1\sqrt{2}\cos\omega_1 t;$$
$$i_V = I_1\sqrt{2}\cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right); \tag{5.27}$$
$$i_W = I_1\sqrt{2}\cos\left(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3}\right),$$

în care ω_1 reprezintă pulsația rețelei trifazat de alimentare a motorului. Acest sistem trifazat, simetric, echilibrat de curenți produce un cîmp învîrtitor util de excitație B_E, care se învîrtește cu viteza unghiulară [expresia (5.9)]

$$\Omega_1 = \frac{\omega_1}{p}$$

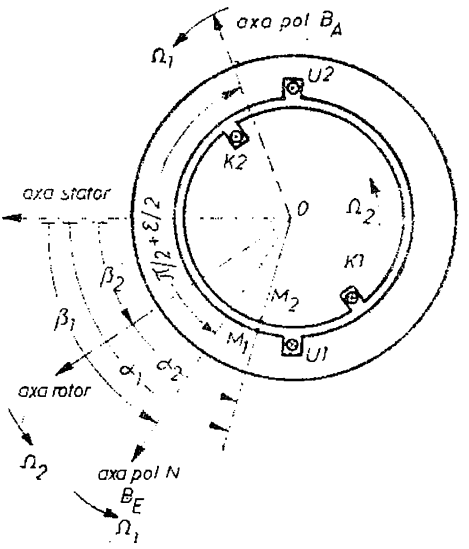


Fig. 5.27

în sensul succesiunii fazelor statorului. Axa unui pol nord al acestui cîmp face la momentul t considerat unghiul β_1 cu axa U de referință a statorului, iar

$$\beta_1 = \Omega_1 t, \tag{5.28}$$

dacă s-a ales momentul $t = 0$ clipa cînd axa polului se suprapune peste axa U simultan cu axa K a rotorului.

Pentru un observator M_1 de pe stator, aflat la coordonata α_1 față de axa U, expresia analitică a cîmpului învîrtitor statoric este

$$B_E(\alpha_1, t) = B_{Em} \cos p(\alpha_1 - \beta_1) = B_{Em} \cos (\omega_1 t - p\alpha_1), \tag{5.29}$$

în care s-a ținut seama de egalitatea (5.28) și de faptul că armonica fundamentală a cîmpului are o variație cosinusoidală conținînd din axa unui pol nord, observatorul M_1 aflîndu-se la unghiul geometric $\alpha_1 - \beta_1$ de axa polului nord de referință (fig. 5.27), deci la unghiul electric $p(\alpha_1 - \beta_1)$.

Pentru un observator M_2, situat momentan pe aceeași rază ca și M_1, dar pe rotor, la coordonata α_2 față de axa rotorică de referință K (fig. 5.27), același cîmp învîrtitor statoric are expresia

$$B_E(\alpha_2, t) = B_{Em} \cos p[\alpha_2 - (\beta_1 - \beta_2)] = B_{Em} \cos (\omega_2 t - p\alpha_2), \tag{5.30}$$

în care s-a utilizat notația

$$\omega_2 = p(\Omega_1 - \Omega_2) = s\omega_1,$$

ω_2 fiind pulsația mărimilor electrice rotorice [relațiile (5,20 ; 5.20')].

Comparînd expresiile (5.29) și (5.30), rezultă imediat că analogia este evidentă, pentru observatorul M_2 de pe rotor fiind valabilă aceeași expresie a cîmpului învîrtitor statoric a observatorului M_1, cu deosebirea că în loc de α_1 se ia α_2, iar în locul lui ω_1 se utilizează ω_2. Regula aceasta trebuie reținută. În privința amplitudinii cîmpului, cei doi observatori constată aceeași valoare

$$B_{Em} = \frac{3\mu_0 w_1 k_{w1} I_1 \sqrt{2}}{\pi p \delta}, \tag{5.31}$$

adică expresia (5.7), cu $\nu = 1$ și $k_{w1} = k_{q1} k_{s1}$. Mărimea k_{w1} înglobînd atît coeficientul k_q de repartizare, cît și coeficientul k_s de scurtare, poartă denumirea de *coeficient de înfășurare.*

Conform celor stabilite în subcapitolul 5.3, cîmpul învîrtitor de excitație induce în fazele rotorului un sistem trifazat, simetric, echilibrat de t.e.m. respectiv de curenți,

$$\begin{aligned} i_K &= I_2 \sqrt{2} \cos \left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon \right); \\ i_L &= I_2 \sqrt{2} \cos \left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon - \frac{2\pi}{3} \right); \\ i_M &= I_2 \sqrt{2} \cos \left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon - \frac{4\pi}{3} \right), \end{aligned} \tag{5.32}$$

de pulsație ω_2, unghiul ε reprezentînd defazajul dintre t.e.m. de fază indusă de cîmpul statoric și curentul corespunzător. La motorul asincron, unghiul ε este impus numai de parametrii înfășurării de fază, fazele fiind legate în scurtcircuit.

La rîndul lui, sistemul de curenți rotorici produce un cîmp magnetic învîrtitor util de reacție, care pentru observatorul M_2 de pe rotor are expresia

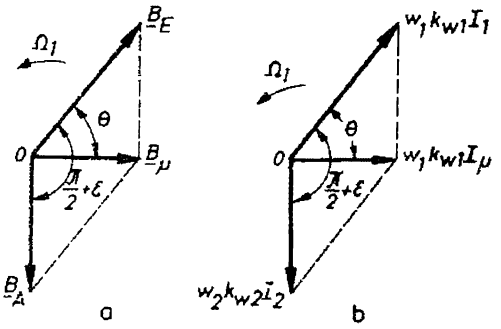


Fig. 5.28

$$B_A(\alpha_2,\ t) = B_{Am}\cos\left(\omega_2 t - p\alpha_2 - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right)$$

și se învîrtește în sensul succesiunii fazelor statorului cu viteza $\Omega_1 - \Omega_2$ față de rotor și cu viteza Ω_1 față de stator. Pentru observatorul M_1, același cîmp învîrtitor de reacție, are conform regulei stabilite mai sus, următoarea expresie

$$B_A(\alpha_1,\ t) = B_{Am}\cos\left(\omega_1 t - p\alpha_1 - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right), \qquad (5.33)$$

în care

$$B_{Am} = \frac{3\mu_0 w_2 k_{w2} I_2\sqrt{2}}{\pi p\delta}. \qquad (5.34)$$

Cîmpul învîrtitor de reacție este în urma cîmpului învîrtitor de excitație cu unghiul electric $\frac{\pi}{2} + \varepsilon$ (fig. 5.28, *a*). Într-adevăr, pentru unul și același observator, de exemplu M_1, la momentul $\omega_1 t = 0$, rezultă $\beta_1 = \beta_2 = 0$, adică axa cîmpului învîrtitor statoric și axa ataşată rotorului se suprapun momentan peste axa statorului (fig. 5.27), iar expresiile analitice ale cîmpurilor de excitație și de reacție devin :

$$B_E(\alpha_1,\ 0) = B_{Em}\cos p\alpha_1\ ;$$

$$B_A(\alpha_1,\ 0) = B_{Am}\cos\left(p\alpha_1 + \frac{\pi}{2} + \varepsilon\right).$$

Precum se vede, maximul pozitiv (pol N) al cîmpului B_E este situat la unghiul geometric $\alpha_1 = 0$ față de axa de referință statorică, iar maximul cîmpului B_A la unghiul geometric $\alpha_1 = -\frac{\pi}{2p} - \frac{\varepsilon}{p}$ (adică unghiul electric $p\alpha_1 = -\frac{\pi}{2} - \varepsilon$) față de aceeași axă.

Cele două cîmpuri învîrtitoare, de excitație și de reacție, se compun într-un cîmp rezultant B_μ, care pentru observatorul M_1 are expresia

$$B_\mu(\alpha_1,\ t) = B_E(\alpha_1,\ t) + B_A(\alpha_1,\ t).$$

Făcînd această însumare cu ajutorul regulei paralelogramului aplicată unor vectori reprezentativi ca în figura 5.28, *a*, vectori a căror lungime se ia proporțională cu amplitudinea cîmpului respectiv și care fac între ei exact unghiul $\frac{\pi}{2} + \varepsilon$, rezultă amplitudinea cîmpului rezultant $B_{\mu m}$ și poziția sa unghiulară θ față de cîmpul de excitație. Unghiul θ poartă denumirea de *unghi intern* al mașinii.

Expresia analitică a cîmpului învîrtitor rezultant pentru observatorul de pe stator va fi deci:

$$B_\mu(x_1, t) = B_{\mu m} \cos(\omega_1 t - p\alpha_1 - \theta).$$

Întocmai ca la transformator, vom imagina un sistem trifazat echilibrat de curenți de pulsație ω_1, numiți *curenți de magnetizare*, care parcurgînd cele trei înfășurări statorice de fază produc un cîmp magnetic învîrtitor armonică fundamentală care au exact atributele (amplitudine, viteză, sens și poziție spațială relativă) cîmpului învîrtitor rezultant stabilit mai sus.

Acești curenți de magnetizare vor fi, evident, următorii:

$$i_{\mu U} = I_\mu \sqrt{2} \cos(\omega_1 t - \theta);$$

$$i_{\mu V} = I_\mu \sqrt{2} \cos\left(\omega_1 t - 0 - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$i_{\mu W} = I_\mu \sqrt{2} \cos\left(\omega_1 t - 0 - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Valoarea efectivă comună I_μ este legată de amplitudinea cîmpului învîrtitor rezultant prin relația cunoscută

$$B_{\mu m} = \frac{3\mu_0 w_1 k_{w1} I_\mu \sqrt{2}}{\pi p \delta}. \tag{5.35}$$

Expresiile (5.31), (5.34) și (5.35) împreună cu figura 5.28, *a* evidențiază faptul că între curenții I_1, I_2 și I_μ există o relație. Această relație nu poate fi scrisă însă explicit atît timp cît curentul statoric I_1 și curentul de magnetizare I_μ sînt mărimi de frecvență f_1, iar curentul rotoric I_2 mărime de frecvența $f_2 = sf_1$.

Reținînd această importantă remarcă, să mergem mai departe cu analiza noastră. *Cîmpul învîrtitor rezultant reprezintă un cîmp magnetic util* în mașina asincronă, în sensul că el este rezultatul suprapunerii cîmpurilor de excitație și de reacție ale căror linii de cîmp străbat atît înfășurarea statorică cît și pe cea rotorică, definind cuplajul magnetic al celor două înfășurări (întocmai deci ca la transformator).

Cîmpul util rezultant mătură periferia interioară a statorului și va induce t.e.m. în cele trei faze statorice. În faza de referință U, fluxul fascicular produs de cîmpul B_μ va fi

$$\varphi_{\mu U} = \Phi_{\mu m} \cos(\omega_1 t - \theta),$$

iar t.e.m. indusă

$$e_{\mu U} = E_{\mu 1} \sqrt{2} \cos\left(\omega_1 t - 0 - \frac{\pi}{2}\right),$$

în care

$$\Phi_{\mu m} = \frac{2}{\pi} B_{\mu m} L \tau \text{ și } E_{\mu 1} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_1 w_1 k_{w1} \Phi_{\mu m}. \tag{5.36}$$

Comparînd expresiile instantanee $e_{\mu U}$, $\varphi_{\mu U}$ și $i_{\mu U}$, se poate scrie următoarea egalitate fazorială,

$$\underline{E}_{\mu 1} = -\mathrm{j}\omega_1 w_1 k_{w1} \underline{\Phi}_{\mu} = -\mathrm{j} X_{\mu} \underline{I}_{\mu}, \tag{5.37}$$

fazorii implicați fiind de pulsație ω_1 (frecvență f_1), iar mărimea

$$X_{\mu} = \frac{12\mu_0 (w_1 k_{w1})^2 f_1 L \tau}{\pi p \delta} = \omega_1 L_{\mu} \tag{5.38}$$

fiind denumită *reactanță de magnetizare* (L_{μ} = inductivitate de magnetizare).

Același cîmp învîrtitor rezultant mătură însă și periferia rotorică și induce t.e.m. și în fazele rotorului. În faza rotorică de referință K fluxul fascicular indus va fi

$$\varphi_{\mu K} = \Phi_{\mu m} \cos(\omega_2 t - \theta),$$

iar t.e.m. indusă

$$e_{\mu K} = E_{\mu 2 s} \cos\left(\omega_2 t - \theta - \frac{\pi}{2}\right),$$

în care amplitudinea $\Phi_{\mu m}$ este aceeași ca în stator, iar

$$E_{\mu 2 s} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_2 w_2 k_{w2} \Phi_{\mu m}.$$

Valoarea efectivă a t.e.m. utile rezultante rotorice $E_{\mu 2 s}$ este proporțională cu frecvența $f_2 = s f_1$, deci cu alunecarea s, ceea ce ne permite să scriem

$$E_{\mu 2 s} = s E_{\mu 2},$$

cu :

$$E_{\mu 2} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_1 w_2 k_{w2} \Phi_{\mu m}. \tag{5.39}$$

Mărimea $E_{\mu 2}$ astfel definită are și un sens fizic : este chiar t.e.m. utilă rotorică de fază în valoare efectivă indusă de cîmpul învîrtitor rezultant B_{μ} dacă rotorul stă pe loc (în care caz $s = 1$ și $f_2 = s f_1 = f_1$).

Pe baza expresiilor (5.36) și (5.39) se obține o relație importantă :

$$\frac{E_{\mu 1}}{E_{\mu 2}} = \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}}. \tag{5.40}$$

Comparînd expresiile instantanee $e_{\mu K}$ și $\varphi_{\mu K}$, putem scrie următoarea egalitate fazorială :

$$\underline{E}_{\mu 2 s} = s \underline{E}_{\mu 2} = -\mathrm{j}\omega w_2 k_{w2} \underline{\Phi}_{\mu},$$

în care factorii dublu subbarați sînt fazori de frecvența $f_2 = s f_1$.

În continuare, trebuie să ținem seama de dispersiile magnetice ale celor două armături cu înfășurări trifazate. În mod similar unei faze a unui transformator, faza U a statorului mai produce și un cîmp de dispersie, ale cărui

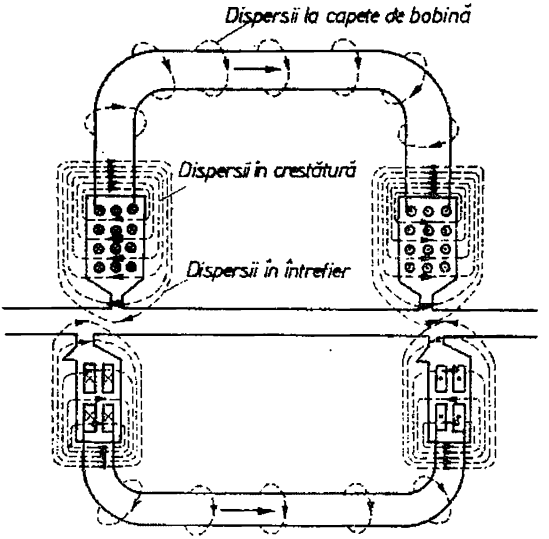


Fig. 5.29

liniile de cîmp se înlănțuie numai cu spirele proprii, fără să se înlănțuie cu spirele rotorice. Aceste linii se închid fie în jurul conductoarelor fazei plasate în crestături, normal pe pereții crestăturii, fie prin întrefierul mașinii, fără a trece în fierul rotoric, fie prin aer în jurul capetelor frontale ale bobinelor (fig. 5.29). Fluxul de dispersie care corespunde acestui cîmp este, evident, proporțional cu curentul și în fază cu el. Pentru faza U de referință, t.e.m. indusă de acest flux de dispersie va fi

$$e_{\sigma 1U} = -L_{\sigma 12}\frac{di_U}{dt} = \omega_1 L_{\sigma 12} I_1 \cdot \sqrt{2}\cos\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right) =$$

$$= E_{\sigma 12}\sqrt{2}\cos\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right),$$

în care $L_{\sigma 12}$ reprezintă inductivitatea corespunzătoare fluxului de dispersie precizat mai înainte, $X_{\sigma 12} = \omega_1 L_{\sigma 12}$ inductivitatea de dispersie a statorului în raport cu rotorul, $E_{\sigma 12} = X_{\sigma 12} I_1$ valoarea efectivă a t.e.m. induse în stator de dispersie.

Fazorial putem scrie:

$$\underline{E}_{\sigma 12} = -\mathrm{j}X_{\sigma 12}\underline{I}_1,$$

fazorii $\underline{E}_{\sigma 12}$ și $\underline{I}_1$ avînd frecvența f_1.

Cu totul analog se definesc dispersiile magnetice ale rotorului față de stator. În mărimi instantanee sinusoidale de pulsație $\omega_2 = s\omega_1$, pentru faza K de referință t.e.m. de dispersie va fi:

$$e_{\sigma 21K} = -L_{\sigma 21}\frac{di_K}{dt} = \omega_2 L_{\sigma 21} I_2 \sqrt{2}\cos(\omega_2 t - \pi - \varepsilon) =$$

$$= E_{\sigma 21 s}\sqrt{2}\cos(\omega_2 t - \pi - \varepsilon),$$

în care:

$$E_{\sigma 21 s} = \omega_2 L_{\sigma 21} I_2 = s\omega_1 L_{\sigma 21} I_2 = s X_{\sigma 21} I_2$$

reprezintă t.e.m. în valoare efectivă exprimată în funcție de reactanța de dispersie $X_{\sigma 21}$ a rotorului în raport cu statorul, reactanță care este definită la pulsația statorului ($X_{\sigma 21} = \omega_1 L_{\sigma 21}$) și de curentul rotoric.

Fazorial putem scrie

$$\underline{E}_{\sigma 21s} = -\mathrm{j}s X_{\sigma 21} \underline{I}_2,$$

fazorii implicați fiind de frecvență f_2.

Pe baza celor stabilite mai sus rezultă ecuațiile fazoriale de tensiuni pentru stator și pentru rotor. Dacă $\underline{U}_1$ este tensiunea de fază aplicată de rețea în stator, atunci:

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + \mathrm{j}\, X_{\sigma 12} \underline{I}_1 - \underline{E}_{\mu 1}, \tag{5.41}$$

$R_1 \underline{I}_1$ fiind căderea ohmică în rezistența R_1 a înfășurării statorice de fază. Toți fazorii de mai sus au frecvența f_1.

Înfășurarea trifazată rotorică fiind în scurtcircuit, tensiunea de fază este nulă și deci:

$$0 = R_2 \underline{I}_2 + \mathrm{j}\, s X_{\sigma 21} \underline{I}_2 - \underline{E}_{\mu 2s}, \tag{5.42}$$

toți fazorii fiind de frecvență f_2, iar $R_2 \underline{I}_2$ căderea ohmică în rezistența R_2 a înfășurării rotorice de fază.

Deoarece ecuațiile de mai sus corespund unor frecvențe diferite, f_1 și respectiv $f_2 = sf_1$, ele nu pot fi utilizate pentru a construi o diagramă fazorială sau a stabili un circuit echivalent, cu toată analogia lor cu ecuațiile pentru înfășurările de fază primară și secundară ale transformatorului cu secundarul în scurtcircuit.

Se impune un artificiu de calcul pentru a putea ajunge la fazori de aceeași frecvență, fără a se modifica bilanțul energetic al motorului, și a înlocui compunerea spațială a cîmpurilor cu compunerea fazorială a curenților care le produc.

Artificiul de calcul este sugerat de expresia cuplului electromagnetic, care poate primi mai multe forme echivalente:

$$M = \frac{3E_{\mu 2s} I_2 \cos(\underline{I}_2, \underline{E}_{\mu 2s})}{\Omega_1 - \Omega_2} = \frac{3sE_{\mu 2} I_2 \cos(\underline{I}_2, \underline{E}_{\mu 2})}{\Omega_1 - \Omega_2} = \frac{3E_{\mu 2} I_2 \cos(\underline{I}_2, \underline{E}_{\mu 2})}{\Omega_1}.$$

Conform acestor expresii echivalente, rotorul real (care se rotește cu viteza unghiulară Ω_2 în sensul succesiunii fazelor statorului și în care se induce t.e.m. rezultantă efectivă $E_{\mu 2s}$ de frecvență f_2 ca și curentul efectiv rotoric I_2) poate fi echivalat cu un rotor stînd pe loc ($\Omega_2 = 0$), în care se induce t.e.m. rezultantă efectivă $E_{\mu 2} = E_{\mu 2s}/s$ (de $1/s$ ori mai mare decît t.e.m. reală), curentul efectiv fiind același I_2, ambele mărimi avînd acum frecvența f_1 și păstrînd același defazaj între ele.

Deoarece t.e.m. utilă crește în acest rotor fictiv de $1/s$ ori, pentru ca valoarea efectivă a curentului să rămînă aceeași, rezistența rotorului trebuie să crească în același raport $1/s$, adică să devină $\frac{R_2}{s} = R_2 + \frac{1-s}{s} R_2$, iar reactanța de dispersie corespunzătoare să devină $X_{\sigma 21}$ în locul celei reale de $sX_{\sigma 21}$. Rezistența și reactanța de dispersie, mărindu-se în aceeași proporție, defazajul dintre t.e.m. utilă și curent rămîne nemodificat.

Dacă înlocuim rotorul real mobil prin rotorul fictiv imobil în condițiile precizate mai sus, cîmpul învîrtitor de reacție al rotorului nu-și modifică caracteristicile în raport cu observatorul statoric M_1. Într-adevăr, în rotorul

imobil echivalent, sistemul trifazat de curenți rotorici de valoare efectivă nemodificată I_2, dar de frecvență schimbată f_1, produc un cîmp învîrtitor de exact amplitudinea B_{Am} stabilită mai înainte și cu exact viteza unghiulară Ω_1 față de rotorul imobil, deci și față de stator.

Prin urmare, înlocuind rotorul real prin rotorul fictiv imobil, nu se modifică cu nimic starea magnetică a statorului și a întrefierului și nici cuplul electromagnetic M dezvoltat de rotor.

Să arătăm că nici din punct de vedere energetic nu sînt modificări de fond. Puterea electromagnetică transmisă de stator rotorului fictiv imobil rămîne invariantă ($P = M\Omega_1$). Pierderile Joule în rotor se modifică substanțial, căci curentul rămîne același, dar rezistența crește de $\frac{1}{s}$ ori. Deci noile pierderi Joule în rotor vor fi

$$3\frac{R_2}{s} I_2^2 = 3R_2 I_2^2 + 3R_2 \frac{1-s}{s} I_2^2 = P_{J2} + P_M.$$

Precum se vede din relațiile de mai sus, noile pierderi Joule în rotor acoperă pierderile Joule P_{J2} în rotorul real mobil și puterea mecanică totală $P_M = (1 - s) P = \frac{1-s}{s} P_{J2}$ dezvoltată la arbore de motor. În consecință, bilanțul energetic al mașinii asincrone cu rotor fictiv imobil este exact același cu al mașinii reale (fig. 5.24, *b*), cu singura deosebire neesențială că puterea mecanică dezvoltată este înlocuită prin pierderi Joule în suplimentul de rezistență rotorică $\frac{1-s}{s} R_2$.

Să remarcăm faptul că motorul asincron echivalent definit mai sus (cu rotorul imobil, blocat) este identic cu un transformator trifazat, înfășurarea statorică reprezentînd primarul, iar înfășurarea rotorică secundarul. Întocmai ca la transformator, primarul și secundarul sînt imobile și funcționează la aceeași frecvență. Prin urmare, acestui motor asincron echivalent i se pot aplica ecuațiile transformatorului. Pentru primar (stator) este în continuare valabilă ecuația de tensiuni (5.41), pentru secundar (rotor) ecuația (5.42) se transformă în

$$0 = \frac{R_2}{s} \underline{I}_2 + jX_{\sigma 21} \underline{I}_2 - \underline{E}_{\mu 2}, \qquad (5.42')$$

fazorii fiind tot de frecvență f_1.

Introducerea rotorului imobil echivalent mai are o consecință favorabilă și anume, asupra relației de compunere a cîmpurilor. Precum s-a văzut mai înainte, amplitudinea B_{Em} este proporțională cu solenația $w_1 k_{w1} I_1$, B_{Am} cu $w_2 k_{w2} I_2$, iar $B_{\mu m}$ cu $w_1 k_{w1} I_\mu$. În mașina echivalentă fazorii $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$ și $\underline{I}_\mu$ au aceeași frecvență f_1 și sînt defazați între ei exact cum sînt decalate electric spațial cîmpurile B_E, B_A și B_μ. Deci paralelogramul din figura 5.28, *a* de compunere a cîmpurilor se poate înlocui prin figura 5.28, *b* în care se compun curenții susmenționați. Exprimînd analitic, această propoziție, rezultă o nouă relație importantă.

$$w_1 k_{w1} \underline{I}_1 + w_2 k_{w2} \underline{I}_2 = w_1 k_{w1} \underline{I}_\mu.$$

Așadar, am depășit cu ajutorul rotorului fictiv imobil (blocat, mai bine zis) impasul provocat în teoria motorului asincron de faptul că cele două armături ale sale funcționează la frecvențe diferite și, în plus, am ajuns de fapt la un transformator echivalent, care are următoarele ecuații funcționale:

$$\begin{aligned}
\underline{U}_1 &= R_1\underline{I}_1 + \mathrm{j}X_{\sigma 12}\underline{I}_1 - \underline{E}_{\mu 1}\,;\\
0 &= \frac{R_2}{s}\,\underline{I}_2 + \mathrm{j}X_{\sigma 21}\underline{I}_2 - \underline{E}_{\mu 2}\,;\\
w_1k_{w1}\underline{I}_1 &+ w_2k_{w2}\underline{I}_2 = w_1k_{w1}\underline{I}_\mu\,;\\
\underline{E}_{\mu 1} &= -\mathrm{j}\,X_\mu\underline{I}_\mu\,;\\
\underline{E}_{\mu 2} &= \underline{E}_{\mu 1}\frac{w_2k_{w2}}{w_1k_{w1}}\,.
\end{aligned} \tag{5.43}$$

Întocmai ca la transformator, vom raporta mărimile secundare (rotorice) la primar (stator) în scopul de a se ajunge la o schemă echivalentă și la o diagramă de fazori statorici și rotorici comparabili ca mărime. Dacă înmulțim toți termenii ecuației a doua din sistemul (5.43) cu raportul w_1k_{w1}/w_2k_{w2} atunci se obține în locul lui $\underline{E}_{\mu 2}$ chiar $\underline{E}_{\mu 1}$, termen care se regăsește și în prima ecuație. În felul acesta, primele două ecuații au un termen comun, $\underline{E}_{\mu 1}$, ceea ce sugerează o schemă echivalentă cu două ochiuri independente, dar cu o latură comună. În plus, împărțind ecuația a patra cu w_1k_{w1} se obține o relație de curenți în locul uneia dintre solenații. Pe această cale sistemul (5.43) devine:

$$\begin{aligned}
\underline{U}_1 &= R_1\underline{I}_1 + \mathrm{j}\,X_{\sigma 12}\underline{I}_1 - \underline{E}_{\mu 1}\,;\\
0 &= \frac{R_2'}{s}\,\underline{I}_2' + \mathrm{j}\,X_{\sigma 21}'\underline{I}_2' - \underline{E}_{\mu 1}\,;\\
\underline{I}_1' &+ \underline{I}_2' = \underline{I}_\mu\,;\\
\underline{E}_{\mu 1} &= -\mathrm{j}\,X_\mu\underline{I}_\mu,
\end{aligned} \tag{5.43'}$$

în care, analog teoriei transformatorului,

$$R_2' = R_2\left(\frac{w_1k_{w1}}{w_2k_{w2}}\right)^2;\ X_{\sigma 21}' = X_{\sigma 21}\left(\frac{w_1k_{w1}}{w_2k_{w2}}\right)^2;\ \underline{I}_2' = \underline{I}_2\frac{w_2k_{w2}}{w_1k_{w1}};$$

$$\underline{E}_{\mu 2}' = \underline{E}_{\mu 2}\frac{w_1k_{w1}}{w_2k_{w2}} = \underline{E}_{\mu 1}.$$

În sfîrșit, vom introduce și o corecție referitoare la pierderile în miezul feromagnetic al statorului, P_{Fe1}, folosind aceeași justificare ca în teoria transformatorului (vezi subcap. 4.2). Această corecție conduce la modificarea ultimelor două ecuații din sistemul (5.43'):

$$\begin{aligned}
\underline{I}_1 + \underline{I}_2' &= \underline{I}_0 = \underline{I}_\mu + \underline{I}_w\,;\\
\underline{E}_{\mu 1} &= -\mathrm{j}X_\mu I_\mu = -R_w\underline{I}_w,
\end{aligned} \tag{5.43''}$$

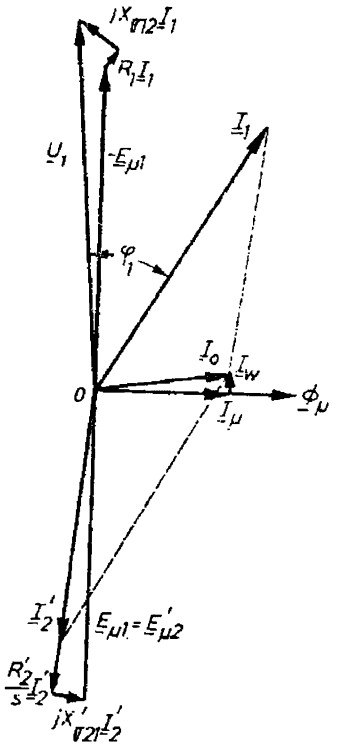


Fig. 5.30

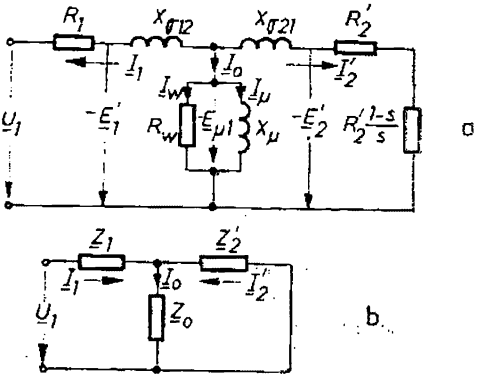


Fig. 5.31

în care R_w este rezistența corespunzătoare pierderilor $P_{Fe1} = 3R_w I_w^2 = 3\frac{E_{\mu 1}^2}{R_w}$, I_w fiind curentul corespunzător pierderilor P_{Fe1}. Reamintim că pierderile în fier în rotor P_{Fe2} pot fi neglijate în regimul de motor.

În figura 5.30 s-a reprezentat diagrama de fazori corespunzătoare relațiilor de mai sus, iar în figura 5.31, *a* schema echivalentă. În această schemă am împărțit rezistența echivalentă $\frac{R'_2}{s}$ a rotorului în rezistența R'_2, în care se dezvoltă pierderile Joule P_{J2} și rezistența $R'_2\frac{1-s}{s}$, care ar avea semnificația unei rezistențe de sarcină. S-a arătat că, puterea pierdută în această rezistență reprezintă chiar puterea transformată de către motor în putere mecanică totală P_M.

Uneori se utilizează notațiile:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j X_{\sigma 12}\,;\quad \underline{Z}'_2 = \frac{R'_2}{s} + j X'_{\sigma 12}\,;\quad \underline{Z}_0 = \frac{jR_w X_\mu}{R_w + jX_\mu} \qquad (5.44)$$

iar schema echivalentă capătă forma din figura 5.31, *b*.

Rezolvînd sistemul de ecuații sau schema echivalentă, se găsesc mărimile necunoscute $\underline{I}_1$, $\underline{I}'_2$. Astfel, din schema echivalentă din figura 5.31, *b* rezultă

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1\left(\underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_0\,\underline{Z}'_2}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_2}\right) = \underline{I}_1\,\frac{\underline{Z}_1\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1\underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_2\underline{Z}_0}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_2},$$

din care se deduce expresia curentului statoric

$$\underline{I}_1 = \underline{U}_1\,\frac{\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_2}{\underline{Z}_1\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1\underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_2\underline{Z}_0}.$$

Curentul rotoric raportat la stator se obține și el ușor

$$\underline{I}'_2 = -\underline{I}_1\,\frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_2} = -\underline{U}_1\,\frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}_1\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1\underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_2\underline{Z}_0}.$$

Uneori se obișnuiește să se aducă o simplificare acestor expresii, fără ca exactitatea rezultatelor să sufere prea mult. Astfel, împărțind în expresia curentului $\underline{I}_1$ și numărătorul și numitorul cu impedanța $\underline{Z}_0$, se obține

$$\underline{I}_1 = \underline{U}_1\,\frac{1 + \dfrac{\underline{Z}'_2}{\underline{Z}_0}}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2\left(1 + \dfrac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_0}\right)}.$$

Să notăm

$$1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_0} = c\,e^{j\alpha} = \underline{c}.$$

Cum de obicei impedanța $\underline{Z}_0$ are un modul mult mai mare decît modulul impedanței $\underline{Z}_1$, rezultă că mărimea complexă c are un modul c ceva mai mare ca unitatea și un argument α foarte apropiat de zero. Se poate deci considera cu foarte bună aproximație

$$1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_0} \approx c,$$

în care mărimea c are valoarea $c = 1{,}02 - 1{,}05$.

În consecință, expresiile celor doi curenți devin

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \underline{U}_1\,\frac{\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_2}{\underline{Z}_0\,(\underline{Z}_1 + c\,\underline{Z}'_2)}; \\ \underline{I}'_2 &= -\,\underline{U}_1\,\frac{1}{\underline{Z}_1 + c\,\underline{Z}'_2}. \end{aligned} \qquad (5.45)$$

Întocmai ca la un transformator, căderea de tensiune în rezistența R_1 a înfășurării statorice este foarte mică în comparație cu tensiunea la borne U_1 pentru toate regimurile normale de funcționare ale motorului asincron. Afirmația aceasta este cu atît mai valabilă cu cît puterea motorului este

mai mare. Pe de altă parte, și căderea inductivă de tensiune datorită dispersiilor reprezintă în mod normal cîteva procente din t.e.m. utilă $E_{\mu 1}$. Prin urmare, din prima ecuație a sistemului (5.43) se deduce:

$$\underline{U}_1 \approx -\underline{E}_{\mu 1}$$

$$U_1 \approx E_{\mu 1} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_1 w_1 k_{w1} \Phi_{\mu r} \tag{5.46}$$

Cu alte cuvinte, *dacă tensiunea de fază aplicată statorului este constantă ca valoare efectivă, iar frecvența sa de asemenea constantă, amplitudinea fluxului rezultant este practic constantă*, independentă de sarcina motorului și tot constante sînt și componentele I_μ și I_{fe} ale curentului I_0. În continuarea raționamentului, starea de saturație a circuitului magnetic fiind practic aceeași, reactanța X_μ este practic constantă. Așadar, sistemul (5.43) corespunde și unei mașini saturate, atît timp cît se află în condiții normale de încărcare și $U_1 = \text{const.}$ $f_1 = \text{const.}$ reactanța X_μ (singura care ar introduce neliniaritate) fiind bine determinată ca mărime.

Observația 1. Așa cum am specificat și la transformator, se puteau raporta mărimile statorice la rotor prin reguli de raportare similare cu cele stabilite anterior, toți fazorii din sistemul de ecuații avînd atunci pulsația $\omega_2 = s\omega_1$.

Observația 2. Curentul de magnetizare I_μ precum și curentul I_0 au valori mult mai ridicate la motorul asincron în comparație cu mărimile corespunzătoare la transformator, ele putînd atinge 30—50% din curentul nominal statoric. Explicația constă în faptul că la același flux, motorul asincron oferă o reluctanță mult mai mare din cauza existenței întrefierului foarte puțin permeabil și deci solenația de magnetizare este mult sporită.

Observația 3. Dat fiind faptul că în regimurile normale alunecarea s este foarte redusă, sub 0,05, rezultă $R_2'/s \gg X'_{\sigma 21}$, ceea ce înseamnă că defazajul dintre t.e.m. utilă rotorică $\underline{E}'_{\mu 2}$ și curentul rotoric $\underline{I}'_2$ este foarte mic (fig. 5.30), uneori practic nul.

5.4.5. Ecuațiile funcționale în regim dinamic ale motorului asincron trifazat

Pentru a stabili ecuațiile motorului asincron trifazat într-un regim oarecare electromagnetic și mecanic, în vederea evitării unor complicații matematice și fizice, se va apela la următoarele ipoteze simplificatoare: mașina este nesaturată, permeabilitatea părților constructive din fier fiind infinită; pierderile în fier sînt neglijabile; mașina prezintă perfectă simetrie electrică, magnetică și constructivă: armonicele superioare spațiale ale cîmpurilor magnetice statorice și rotorice sînt neimportante. În aceste condiții, se permite aplicarea principiului suprapunerii efectelor. În plus, vom considera că mașina are rotor trifazat bobinat, cu fazele legate în scurtcircuit. Vom utiliza indicii U, V, W pentru cele trei faze ale statorului și K, L, M pentru fazele rotorului. Pentru mărimile statorice independente de faze se va utiliza indicele 1, iar pentru cele rotorice indicele 2.

Să notăm cu u_U, u_V, u_W tensiunile instantanee pe fază ale înfășurărilor statorului, cu i_U, i_V, i_W curenții de fază și cu R_1 rezistența înfășurărilor statorice. Fie i_K, i_L, i_M curenții instantanei rotorici și R_2 rezistența înfășurărilor rotorice. Inductivitățile proprii ale fazelor statorului sînt evident egale: $L_{UU} = L_{VV} = L_{WW}$. Și inductivitățile mutuale între două faze oarecare ale statorului sînt egale: $L_{UV} = L_{UW} = L_{VW}$. În mod analog, pentru rotor, pe de o parte: $L_{KK} = L_{LL} = L_{MM}$, iar pe de altă parte: $L_{KL} = L_{LM} = L_{MK}$. Toate inductivitățile citate sînt con-

stante în timp, chiar dacă rotorul se află în mișcare, fiindcă oricare ar fi poziția rotorului, circuitul magnetic rămîne nemodificat, dată fiind perfecta simetrie cilindrică și faptului că întrefierul δ este uniform, constant la periferia rotorului.

Situația în privința inductivităților mutuale stator-rotor este însă diferită. Fie faza U a statorului și K a rotorului (fig. 5.32). Inductivitatea mutuală L_{UK} este variabilă în funcție de poziția rotorului. Cînd axele celor două înfășurări coincid, această inductivitate are o valoare maximă, pe care o vom nota L_{UKm}. Vom presupune în studiul pe care îl dezvoltăm că inductivitatea mutuală L_{UK} are o variație pur cosinusoidală cu unghiul de poziție al rotorului. Dacă se notează cu ϑ unghiul geometric făcut la un moment dat de axa asociată cu faza statorică U și axa asociată fazei K a rotorului, atunci unghiul electric θ, de care depinde variația cosinusoidală a inductivității L_{UK}, va fi de p ori mai mare, p fiind numărul de perechi de poli ai mașinii. Așadar,

$$\theta = p\vartheta.$$

Pe această bază putem exprima diferitele inductivități mutuale între o fază oarecare a statorului și una a rotorului astfel (fig. 5.32):

$$L_{UK} = L_{UKm}\cos\theta\,;\; L_{UL} = L_{UKm}\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\,;\; L_{UM} + L_{UKm}\cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right);$$

$$L_{VK} = L_{UKm}\cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right)\,;\; L_{VL} = L_{UKm}\cos\theta\,;\; L_{VM} = L_{UKm}\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\,; \quad (5.47)$$

$$L_{WK} = L_{UKm}\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\,;\; L_{WL} = L_{UKm}\cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right)\,;\; L_{WM} = L_{UKm}\cos\theta.$$

Cu aceste notații, ecuațiile diferențiale ale celor șase înfășurări cuplate magnetic, trei fixe în spațiu (solidare cu statorul) și trei mobile o dată cu rotorul, avînd o viteză unghiulară oarecare $\Omega_z = \dfrac{d\vartheta}{dt}$, vor avea următoarea formă, în ipoteza că circuitele statorice sînt receptoare (cazul motorului) și rotorul are fazele în scurtcircuit:

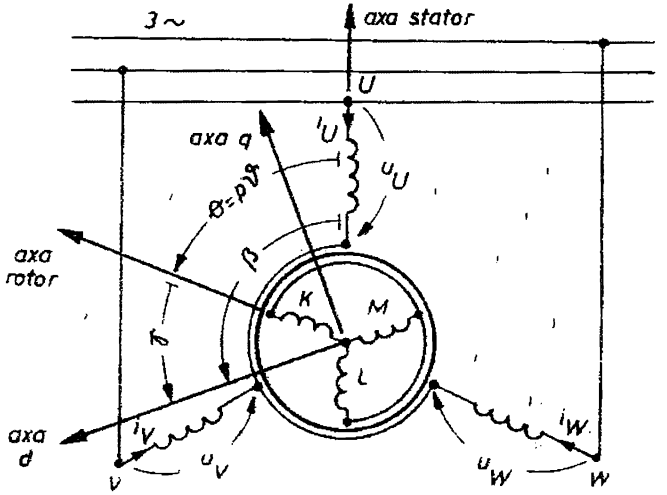


Fig. 5.32

$$u_U = R_1 i_U + L_{UU}\frac{di_U}{dt} - L_{UV}\frac{di_V}{dt} - L_{UW}\frac{di_W}{dt} + \frac{d}{dt}(L_{UK}i_K) + \frac{d}{dt}(L_{UL}i_L) + \frac{d}{dt}(L_{UM}i_M);$$

$$u_V = R_1 i_V - L_{UV}\frac{di_U}{dt} + L_{UU}\frac{di_V}{dt} - L_{UV}\frac{di_W}{dt} + \frac{d}{dt}(L_{VK}i_K) + \frac{d}{dt}(L_{VL}i_L) + \frac{d}{dt}(L_{VM}i_M);$$

$$u_W = R_1 i_W - L_{UV}\frac{di_U}{dt} - L_{UV}\frac{di_V}{dt} + L_{UU}\frac{di_W}{dt} + \frac{d}{dt}(L_{WK}i_K) + \frac{d}{dt}(L_{WL}i_L) + \frac{d}{dt}(L_{WM}i_M); \quad (5.18)$$

$$0 = R_2 i_K + L_{KK}\frac{di_K}{dt} - L_{KL}\frac{di_L}{dt} - L_{KL}\frac{di_M}{dt} + \frac{d}{dt}(L_{UK}i_U) + \frac{d}{dt}(L_{VK}i_V) + \frac{d}{dt}(L_{WK}i_W);$$

$$0 = R_2 i_L - L_{KL}\frac{di_K}{dt} + L_{KK}\frac{di_L}{dt} - L_{KL}\frac{di_M}{dt} + \frac{d}{dt}(L_{UL}i_U) + \frac{d}{dt}(L_{VL}i_V) + \frac{d}{dt}(L_{WL}i_W);$$

$$0 = R_2 i_M - L_{KL}\frac{di_K}{dt} - L_{KL}\frac{di_L}{dt} + L_{KK}\frac{di_M}{dt} + \frac{d}{dt}(L_{UM}i_U) + \frac{d}{dt}(L_{VM}i_V) + \frac{d}{dt}(L_{WM}i_W).$$

În ecuațiile de mai sus s-a ținut seama de faptul că inductivitățile mutuale de tipul L_{UV} sau L_{KL}, precum și inductivitățile proprii L_{UU} și L_{KK} sînt invariabile în timp, pe cînd inductivitățile mutuale stator-rotor de tipul L_{UK} sînt funcții cosinusoidale de timp, conform expresiilor (5.47). În consecință, de exemplu, fluxul produs de înfășurarea U prin spirele înfășurării L este $L_{UK}i_U$, iar t.e.m. indusă de acest flux variabil în timp (atît prin variația curentului i_U cît și a inductivității L_{UK}) va fi $-\frac{d}{dt}(L_{UK}i_U)$. Pe de altă parte, s-a ținut seama și de faptul că, pentru sensurile pozitive luate pentru curenții i_U, i_V, i_W (respectiv i_K, i_L, i_M); fluxurile produse de fazele V și W prin spirele fazei U sînt de sens invers fluxului propriu al fazei U și prin urmare t.e.m. autoindusă $-L_{UU}\frac{di_U}{dt}$ și cele induse de celelalte faze statorice, $-L_{UV}\frac{di_W}{dt}$ și $-L_{UW}\frac{di_W}{dt}$, au sensuri opuse și apar în ecuații cu semn opus. Pentru t.e.m. induse între o fază a statorului și una a rotorului, semnul cuplajului magnetic este inclus în expresiile inductivităților și este dat de semnul funcției în cosinus.

Să luăm acum în considerație faptul că înfășurările statorului și ale rotorului nu au fir de nul și deci

$$i_U + i_V + i_W = 0 \text{ și } i_K + i_L + i_M = 0 \quad (5.19)$$

precum și expresiile (5.47) ale inductivităților stator-rotor. Sistemul de ecuații (5.48) se poate scrie sub o nouă formă:

$$u_U = R_1 i_U + (L_{UU} + L_{UV})\frac{di_U}{dt} + L_{UKm}\frac{d}{dt}\left[i_K \cos 0 + i_L \cos\left(0 + \frac{2\pi}{3}\right) + i_M \cos\left(0 + \frac{4\pi}{3}\right)\right];$$

$$u_V = R_1 i_V + (L_{UU} + L_{UV})\frac{di_V}{dt} + L_{UKm}\frac{d}{dt}\left[i_K \cos\left(0 + \frac{4\pi}{3}\right) + i_L \cos 0 + i_M \cos\left(0 + \frac{2\pi}{3}\right)\right];$$

$$u_W = R_1 i_W + (L_{UU} + L_{UV})\frac{di_W}{dt} + L_{UKm}\frac{d}{dt}\left[i_K \cos\left(0 + \frac{2\pi}{3}\right) + i_L \cos\left(0 + \frac{4\pi}{3}\right) + i_M \cos 0\right]; \quad (5.50)$$

$$0 = R_2 i_K + (L_{KK} + L_{KL})\frac{di_K}{dt} + L_{UKm}\frac{d}{dt}\left[i_U \cos 0 + i_V \cos\left(0 + \frac{4\pi}{3}\right) + i_W \cos\left(0 + \frac{2\pi}{3}\right)\right];$$

$$0 = R_2 i_L + (L_{KK} + L_{KL})\frac{di_L}{dt} + L_{UKm}\frac{d}{dt}\left[i_U \cos\left(0 + \frac{2\pi}{3}\right) + i_V \cos 0 + i_W \cos\left(0 + \frac{4\pi}{3}\right)\right];$$

$$0 = R_2 i_M + (L_{KK} + L_{KL})\frac{di_M}{dt} + L_{UKm}\frac{d}{dt}\left[i_U \cos\left(0 + \frac{4\pi}{3}\right) + i_V \cos\left(0 + \frac{2\pi}{3}\right) + i_W \cos 0\right].$$

În ecuațiile de mai sus intervin unele mărimi care se pot corela cu inductivitățile ciclice, definite în cazul transformatorului trifazat în subcap. 4.1. Într-adevăr, să calculăm fluxul total al fazei statorice U, produs numai de curenții statorici:

$$\psi_{11U} = L_{UU}i_U - L_{UV}i_V - L_{UW}i_W.$$

Fluxul propriu $L_{UU}i_U$ al fazei U se poate descompune în două părți: una de dispersie $L_{\sigma 1}i_U$ și cealaltă utilă, $L_{UUu}i_U$. În consecință,

$$\psi_{11U} = L_{\sigma 1}i_U + (L_{UUu}i_U - L_{UV}i_V - L_{UW}i_W),$$

termenii din paranteză alcătuind fluxul total util prin spirele fazei U, produs numai de curenții statorici. Acest flux total util intervine în definiția *inductivității ciclice proprii $\mathcal{L}_{11}$ a statorului.* Așadar, prin definiție,

$$L_{UUu}i_U - L_{UV}i_V - L_{UW}i_W = L_{UUu}i_U - L_{UV}(i_V + i_W) = (L_{UUu} + L_{UV})i_U = \mathcal{L}_{11}i_U,$$

relații în care s-a ținut seama că $i_U + i_V + i_W = 0$ și că $L_{UV} = L_{UW}$. Prin urmare,

$$L_{\sigma 1} + \mathcal{L}_{11} = L_{UU} + L_{UV}. \tag{5.51}$$

În mod analog se demonstrează egalitatea

$$L_{\sigma 21} + \mathcal{L}_{22} = L_{KK} + L_{KL}, \tag{5.52}$$

în care $\mathcal{L}_{22}$ reprezintă *inductivitatea ciclică proprie a rotorului.*

Să introducem acum și *inductivitatea ciclică mutuală stator-rotor* $\mathcal{L}_{12}$. Pentru aceasta să considerăm în expresiile (5.47) $\theta = 0$. Se obține:

$$L_{UK} = L_{UKm}\,;\; L_{UL} = L_{UM} = -\frac{1}{2}L_{UKm},$$

și deci pentru această situație particulară, $\theta = 0$, fluxul total prin spirele fazei U a statorului produs de ansamblul fazelor rotorice va fi:

$$\psi_{12U} = L_{UK}i_K + L_{UL}i_L + L_{UM}i_M = L_{UK}i_K + L_{UL}(i_L + i_M) = \frac{3}{2}L_{UKm}i_K = \mathcal{L}_{12}i_K$$

și deci

$$\mathcal{L}_{12} = \frac{3}{2}L_{UKm} = \mathcal{L}_{21}. \tag{5.53}$$

Relațiile (5.51), (5.52) și (5.53) evidențiază faptul că în sistemul (5.50) intervin de fapt numai trei parametri tip inductivitate ciclică, mașina fiind deci perfect definită prin parametrii R_1, R_2, $\mathcal{L}_{11}$, $\mathcal{L}_{22}$, $\mathcal{L}_{21} = \mathcal{L}_{12}$, $L_{\sigma 12}$, $L_{\sigma 21}$. Mai mult, inductivitățile ciclice sînt legate între ele prin relația

$$\mathcal{L}_{11}\mathcal{L}_{22} = \mathcal{L}_{12}\mathcal{L}_{21} = \mathcal{L}_{12}^2. \tag{5.54}$$

Această relație rezultă din faptul că acestor inductivități le corespunde exact aceeași reluctanță a circuitului magnetic, la baza lor stînd fluxuri utile, adică fluxuri care străbat atît statorul cît și rotorul pe același drum. Totul se întîmplă ca și cum ar exista un cuplaj magnetic perfect, aceleași linii de cîmp străbătînd atît spirele statorului cît și pe cele ale rotorului. Nu există dispersii în raport cu fluxurile care definesc inductivitățile ciclice, în care caz se aplică relația (5.54) de cuplaj magnetic perfect. În caz de cuplaj magnetic perfect, mai putem scrie în locul relației (5.54)

$$\frac{\mathcal{L}_{11}}{\mathcal{L}_{12}} = \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}}\,;\quad \frac{\mathcal{L}_{22}}{\mathcal{L}_{21}} = \frac{w_2 k_{w2}}{w_1 k_{w1}}. \tag{5.54'}$$

Sistemul de ecuații diferențiale (5.50) este neliniar, deoarece atît curenții cît și unghiul $\vartheta = p\vartheta$ sînt variabile în timp. Integrarea sistemului într-un regim dinamic oarecare al motorului este foarte dificilă și necesită un calculator electronic. De obicei, se preferă o schimbare de variabilă care să conducă la un sistem de ecuații mai simplu de integrat. În cele ce urmează vom prezenta schimbarea de variabile propusă de R.H. Park pe baza unei sugestii a lui A. Blondel. Această schimbare se bazează pe alegerea unor noi axe de referință d, q, care se rotesc cu o viteză oarecare față de stator și sînt în cvadratură electrică (fig. 5.32). Noile variabile asociate axelor d și q se obțin prin însumarea proiecțiilor mărimilor statorice, respectiv rotorice, asociate cu axele respective de fază pe direcțiile axelor d și q. Astfel, noile variabile de tensiuni statorice vor fi:

$$u_{d1} = \frac{2}{3}\left[u_U \cos\beta + u_V \cos\left(\beta + \frac{4\pi}{3}\right) + u_W \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right)\right];$$
$$u_{q1} = \frac{2}{3}\left[u_U \sin\beta + u_V \sin\left(\beta + \frac{4\pi}{3}\right) + u_W \sin\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right)\right]; \tag{5.55}$$

noile variabile pentru curenții statorici sînt:

$$i_{d1} = \frac{2}{3}\left[i_U \cos\beta + i_V \cos\left(\beta + \frac{4\pi}{3}\right) + i_W \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right)\right];$$
$$i_{q1} = \frac{2}{3}\left[i_U \sin\beta + i_V \sin\left(\beta + \frac{4\pi}{3}\right) + i_W \sin\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right)\right]; \tag{5.56}$$

iar pentru curenții rotorici:

$$i_{d2} = \frac{2}{3}\left[i_K \cos\gamma + i_L \cos\left(\gamma + \frac{4\pi}{3}\right) + i_M \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right)\right];$$
$$i_{q2} = \frac{2}{3}\left[i_K \sin\gamma + i_L \sin\left(\gamma + \frac{4\pi}{3}\right) + i_M \sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right)\right]; \tag{5.57}$$

unghiurile electrice β și γ avînd semnificația din figura 5.32, între aceste unghiuri existînd relația

$$\beta - \gamma = 0 = p\vartheta. \tag{5.58}$$

Relațiile de schimbare de variabilă pot fi inversate cu ușurință. De exemplu, curenții statorici reali de fază pot fi exprimați în funcție de *curentul statoric longitudinal* i_{d1} și *curentul statoric transvesal* i_{q1} astfel:

$$i_U = i_{d1}\cos\beta + i_{q1}\sin\beta;$$
$$i_V = i_{d1}\cos\left(\beta + \frac{4\pi}{3}\right) + i_{q1}\sin\left(\beta + \frac{4\pi}{3}\right); \tag{5.59}$$
$$i_W = i_{d1}\cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{q1}\sin\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right).$$

În mod analog se deduc expresii pentru curenții reali rotorici, în funcție de *curenții rotorici longitudinal* i_{d2} și *transversal* i_{q2}:

$$i_K = i_{d2}\cos\gamma + i_{q2}\sin\gamma;$$
$$i_L = i_{d2}\cos\left(\gamma + \frac{4\pi}{3}\right) + i_{q2}\sin\left(\gamma + \frac{4\pi}{3}\right); \tag{5.60}$$
$$i_M = i_{d2}\cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{q2}\sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right).$$

Cu aceste precizări introductive, să deducem noul sistem de ecuații diferențiale ale motorului asincron trifazat în funcție de noile variabile d și q. Vom proceda în felul următor: primele trei ecuații ale sistemului le vom înmulți respectiv cu $\frac{2}{3}\cos\beta$, $\frac{2}{3}\cos\left(\beta+\frac{4\pi}{3}\right)$ și $\frac{2}{3}\cos\left(\beta-\frac{2\pi}{3}\right)$, conform definiției (5.55) și vom aduna pentru a obține o ecuație pentru u_{d1}. Apoi aceleași ecuații le vom înmulți termen cu termen respectiv cu $\frac{2}{3}\sin\beta$, $\frac{2}{3}\sin\left(\beta+\frac{4\pi}{3}\right)$, $\frac{2}{3}\sin\left(\beta+\frac{2\pi}{3}\right)$, pentru a obține pe u_{q1} prin adunarea celor trei relații astfel modificate. Pentru următoarele trei ecuații, referitoare la fazele rotorului, din sistemul (5.50) vom proceda la fel, prin înmulțirea cu factori analogi, în care β se înlocuiește cu γ. După o serie de calcule elementare, care fac apel și la unele identități trigonometrice uzuale, se obține următorul sistem de ecuații:

$$u_{d1}=R_1 i_{d1}+(L_{\sigma 12}+\mathcal{L}_{11})\frac{\mathrm{d}i_{d1}}{\mathrm{d}t}+\mathcal{L}_{12}\frac{\mathrm{d}i_{d2}}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}t}\left[(L_{\sigma 12}+\mathcal{L}_{11})i_{q1}+\mathcal{L}_{12}i_{q2}\right];$$

$$u_{q1}=R_1 i_{q1}+(L_{\sigma 12}+\mathcal{L}_{11})\frac{\mathrm{d}i_{q1}}{\mathrm{d}t}+\mathcal{L}_{12}\frac{\mathrm{d}i_{q2}}{\mathrm{d}t}-\frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}t}\left[(L_{\sigma 12}+\mathcal{L}_{11})i_{d1}+\mathcal{L}_{12}i_{d2}\right];$$

(5.61)

$$0=R_2 i_{d2}+(L_{\sigma 21}+\mathcal{L}_{22})\frac{\mathrm{d}i_{d2}}{\mathrm{d}t}+\mathcal{L}_{21}\frac{\mathrm{d}i_{d1}}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}t}\left[(L_{\sigma 21}+\mathcal{L}_{22})i_{q2}+\mathcal{L}_{21}i_{q1}\right];$$

$$0=R_2 i_{q2}+(L_{\sigma 21}+\mathcal{L}_{22})\frac{\mathrm{d}i_{q2}}{\mathrm{d}t}+\mathcal{L}_{21}\frac{\mathrm{d}i_{q1}}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}t}\left[L_{\sigma 21}+\mathcal{L}_{22})i_{d2}+\mathcal{L}_{21}i_{d1}\right].$$

Introducînd acum notațiile

$$\begin{aligned}\underline{u}_{B1}&=u_{q1}+\mathrm{j}u_{d1};\\ \underline{i}_{B1}&=i_{q1}+\mathrm{j}i_{d1};\\ \underline{i}_{B2}&=i_{q2}+\mathrm{j}i_{d2}.\end{aligned}\qquad(5.62)$$

ecuațiile (5.61) se pot restrînge la numai două ecuații în mărimi complexe

$$\underline{u}_{B1}=\left[R_1+(L_{\sigma 12}+\mathcal{L}_{11})\left(\mathrm{j}\frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\right)\right]\underline{i}_{B1}+\mathcal{L}_{12}\left(\mathrm{j}\frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\right)\underline{i}_{B2};$$

(5.63)

$$0=\left[R_2+(L_{\sigma 12}+\mathcal{L}_{22})\left(\mathrm{j}\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\right)\right]\underline{i}_{B2}+\mathcal{L}_{21}\left(\mathrm{j}\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\right)\underline{i}_{B1}.$$

Acestea sînt *ecuațiile Park-Blondel* ale motorului asincron trifazat, cu care se pot studia regimurile tranzitorii oarecare. Evident, în cazul general, ecuațiile sînt neliniare, fiindcă nu numai curenții și tensiunile pot varia în timp, ci și vitezele unghiulare $\frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}t}$ și $\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}t}$. Spre deosebire de sistemul original, în noul sistem de ecuații toți parametrii sînt invariabili în timp, ceea ce simplifică integrarea.

Pentru ca sistemul (5.63) să fie complet, mai trebuie adăugată ecuația de mișcare în care intervine cuplul electromagnetic. Pentru deducerea expresiei acestui cuplu, vom apela la teorema forțelor generalizate în cîmp magnetic:

$$m=\left(\frac{\partial W_m}{\partial\vartheta}\right)_{i=\mathrm{const}},$$

coordonata generalizată fiind *unghiul geometric* ϑ care redă poziția rotorului în raport cu statorul la un moment dat, iar W_m fiind energia localizată în cîmpul magnetic al celor șase înfășurări cuplate magnetic. Din expresia generală a energiei W_m vom reține numai partea W'_m care depinde de poziția relativă a rotorului față de stator (*adică de unghiul* $\theta = p\vartheta$)

$$W'_m = L_{cK} i_c i_K + L_{cL} i_c i_L + L_{cM} i_c i_M + L_{cK} i_c i_K + L_{cL} i_c i_L + L_{cM} i_c i_M + L_{wK} i_w i_K + L_{wL} i_w i_L + L_{wM} i_w i_M.$$

Prin urmare, ținînd seama de expresiile (5.17) ale inductivităților mutuale

$$m = p\frac{\partial W'_m}{\partial \theta} = -pL_{cKm}\left[i_c i_K \sin\theta + i_c i_L \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i_c i_M \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) + i_c i_K \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) + i_c i_L \sin\theta + i_c i_M \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i_w i_K \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i_w i_L \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) + i_w i_M \sin\theta\right].$$

Ținînd în considerație acum expresiile (5.59) și (5.60), după calcule elementare, se obține

$$m = \frac{3}{2} p L_{12}(i_{d1} i_{q2} - i_{q1} i_{d2}) + \frac{3}{2} p L_{12} \operatorname{Re}(\mathrm{j}\, i_{B1} i^*_{B2}), \tag{5.64}$$

în care Re *înseamnă partea reală* a expresiei din ultima paranteză, iar i^*_{B2} fiind complexul conjugat al lui i_{B2}, așa încît ecuația mișcării capătă forma

$$\frac{3}{2} p L_{12}(i_{q1} i_{d2} - i_{d1} i_{q2}) - m_s = J\frac{\mathrm{d}\Omega_2}{\mathrm{d}t}, \tag{5.65}$$

în care m_s reprezintă întregul cuplu rezistent, J *momentul total de inerție raportat la arborele motorului*, iar Ω_2 viteza unghiulară a rotorului.

Observația 1. Ecuațiile în regim staționar, simetric și echilibrat ale *motorului asincron cu rotor* bobinat în scurtcircuit se pot obține din sistemul (6.63), dacă axele d, q se învîrtesc sincron cu cîmpul învîrtitor statoric, alegînd convenabil *originea* de timp și anume, momentul cînd în rotirea ei axa d se suprapune peste axa U de referință a statorului. În acest caz, unghiul electric β va fi de p ori mai mare decît unghiul geometric $\Omega_1 t$ făcut la un moment oarecare t de axa d cu axa U, adică $\beta = p\Omega_1 t$, Ω_1 fiind viteza cîmpului învîrtitor statoric. Dar, $\Omega_1 = \omega_1/p$ și deci $\beta = \omega_1 t$. Dacă la $t = 0$ și axa rotorului se suprapune peste axa U, atunci unghiul electric θ este de p ori mai mare decît unghiul geometric $\vartheta = \Omega_2 t$ făcut de axa de *referință* K a rotorului cu axa U, adică $\theta = p\Omega_2 t$, Ω_2 fiind viteza unghiulară a rotorului. În consecință, în regim staționar $\gamma = \beta - \theta = p(\Omega_1 - \Omega_2)t = s\omega_1 t$.

Așa cum s-a văzut, în paragraful anterior s-a luat drept mărime de referință curentul fazei U statorice, *curenții* i_c, i_i, i_M având expresiile (5.27). În consecință, conform definiției (5.56), cu $\beta = \omega_1 t$,

$$i_{d1} = \frac{2}{3} I_1\sqrt{2}\left[\cos\omega_1 t \cos\omega_1 t + \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\omega_1 t + \frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] = I_1\sqrt{2};$$

$$i_{q1} = \frac{2}{3} I_1\sqrt{2}\left[\cos\omega_1 t \sin\omega_1 t + \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right)\sin\left(\omega_1 t + \frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3}\right)\sin\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] = 0; \tag{5.66}$$

$$\underline{i}_{B1} = \mathrm{j} I_1\sqrt{2} = \underline{I}_1\sqrt{2} \tag{5.66'}$$

Curenții rotorici i_K, i_L, i_M au expresiile (5.32). Conform definiției (5.57), cu $\gamma = s\omega_1 t = \omega_2 t$,

$$i_{d2} = \frac{2}{3} I_2\sqrt{2}\left[\cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right)\cos\omega_2 t + \cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\omega_2 t + \frac{4\pi}{3}\right) + \right.$$

$$\left. + \cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] = I_2\sqrt{2}\cos\left(\frac{\pi}{2} + \varepsilon\right);$$

$$i_{q2} = \frac{2}{3} I_2\sqrt{2}\left[\cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right)\sin\omega_2 t + \cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon - \frac{2\pi}{3}\right)\sin\left(\omega_2 t + \frac{4\pi}{3}\right) + \right.$$

$$\left. + \cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon - \frac{4\pi}{3}\right)\sin\left(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] = I_2\sqrt{2}\sin\left(\frac{\pi}{2} + \varepsilon\right);$$

$$\underline{I}_{B2} = \mathrm{j} I_2\sqrt{2}\left[\cos\left(\frac{\pi}{2} + \varepsilon\right) - \mathrm{j}\sin\left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon\right)\right] = \underline{I}_2'\sqrt{2}\,\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}}, \qquad (5.66'')$$

adică curentul rotoric Park-Blondel este în acest caz proporțional cu fazorul de frecvență f_1 care reprezintă curentul rotoric raportat la stator, amplificat cu $\sqrt{2}$, fazor al cărui defazaj față de curentul statoric $\underline{I}_1$ este cu $\pi/2 + \varepsilon$ în urmă (fig. 5.28, *b*).

În mod analog, știind că tensiunea de fază u_U este înaintea curentului i_U cu unghiul φ_1, deci că

$$u_U = U_1\sqrt{2}\cos(\omega_1 t + \varphi_1);$$

$$u_V = U_1\sqrt{2}\cos\left(\omega_1 t + \varphi_1 - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$u_W = U_1\sqrt{2}\cos\left(\omega_1 t + \varphi_1 - \frac{4\pi}{3}\right);$$

rezultă

$$\underline{U}_{B1} = \underline{U}_1\sqrt{2}.$$

Pe de altă parte, $\frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}t} = \omega_1$; $\frac{\mathrm{d}i_{B1}}{\mathrm{d}t} = 0$; $\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}t} = s\omega_1$; $\frac{\mathrm{d}i_{B2}}{\mathrm{d}t} = 0$, astfel încît ecuațiile (5.63) capătă în regim staționar forma

$$\underline{U}_1 = (R_1 + \mathrm{j}\omega_1 L_{\sigma 12})\underline{I}_1 + \mathrm{j}\omega_1\mathcal{L}_{11}\underline{I}_1 + \mathrm{j}\omega_1\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}}\mathcal{L}_{12}\underline{I}_2';$$

$$0 = \left(\frac{R_2}{s} + \mathrm{j}\omega_1 L_{\sigma 21}\right)\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}}\underline{I}_2' + \mathrm{j}\omega_1\mathcal{L}_{21}\underline{I}_1 + \mathrm{j}\omega_1\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}}\mathcal{L}_{22}\underline{I}_2'$$

sau, ținînd seama de relațiile (5.54'),

$$\underline{U}_1 = (R_1 + \mathrm{j}X_{\sigma 12})\underline{I}_1 + \mathrm{j}\omega_1\mathcal{L}_{11}\underline{I}_\mu;$$

$$0 = \left(\frac{R_2'}{s} + \mathrm{j}X_{\sigma 12}'\right)\underline{I}_2' + \mathrm{j}\omega_1\mathcal{L}_{11}\underline{I}_\mu.$$

Comparînd acest sistem cu (5.43'), rezultă

$$\omega_1\mathcal{L}_{11} = X_\mu,$$

ceea ce era de așteptat.

De remarcat faptul că noile variabile i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2} sînt niște mărimi constante în regim staționar, cu curenți simetrici, echilibrați statorici și rotorici.

Observația 2. Axele d și q se pot roti solidar și cu rotorul. Convenind ca axa d să fie solidarizată cu axa K de referință a rotorului (fig. 5.32), rezultă $\gamma = 0$ și $\frac{d\gamma}{dt} = 0$, sistemul de ecuații (5.63) simplificîndu-se ca atare.

Observația 3. Ecuațiile stabilite mai sus, de exemplu (5.63), se pot aduce la o formă mai simplă, transformîndu-le în ecuații de mărimi relative (fără dimensiuni). Pentru a realiza această transformare, să alegem mai întîi o serie de mărimi de bază la care să raportăm mărimile care intervin în sistemul (5.63).

Astfel, pentru pulsație vom alege ca mărime de bază o valoare oarecare ω_b. Derivatele în raport cu timpul se vor scrie astfel:

$$\frac{d}{dt} = \omega_b \frac{d}{d(\omega_b t)} = \omega_b \frac{d}{d\tau},$$

în care s-a notat $\tau = \omega_b t$. În acest fel în locul variabilei t măsurată uzual în secunde, se introduce variabila fără dimensiuni τ (denumit uneori *timp sincron*, dacă $\omega_b = \omega_1$).

Pentru mărimile statorice: tensiuni, rezistențe (reactanțe) și curenți vom lua ca mărimi de bază în raportare U_{1b}, Z_{1b}, I_{1b} între care există următoarea relație

$$U_{1b} = Z_{1b} I_{1b}.$$

Pentru mărimile rotorice, în mod analog vom lua U_{2b}, Z_{2b}, I_{2b} ca mărimi de referință cu următoarea legătură între ele

$$U_{2b} = Z_{2b} I_{2b}.$$

Odată alese mărimile de bază, vom defini mărimile relative astfel:

$$\underline{u}_{R1} = \frac{\underline{u}_{R1}}{U_{1b}}; \quad \underline{i}_{R1} = \frac{\underline{i}_{R1}}{I_{1b}}; \quad \underline{i}_{R2} = \frac{\underline{i}_{R2}}{I_{2b}}; \quad r_1 = \frac{R_1}{Z_{1b}}; \quad r_2 = \frac{R_2}{Z_{2b}};$$

$$x_{\sigma 12} = \frac{\omega_b L_{\sigma 12}}{Z_{1b}}; \quad x_{\sigma 21} = \frac{\omega_b L_{\sigma 21}}{Z_{2b}}.$$

În ceea ce privește reactanțele ciclice proprii și mutuale, vom căuta o raportare de așa manieră, încît reactanțele relative să fie egale. Se poate ajunge la un asemenea rezultat deosebit, prin faptul că mărimile rotorice de bază sînt arbitrare și pot fi alese convenabil. Pentru aceasta, să rescriem sistemul (5.63), după ce am împărțit prima ecuație cu $U_{1b} = Z_{1b} I_{1b}$, iar pe cea de a doua cu $U_{2b} = Z_{2b} I_{2b}$. Se obține:

$$\underline{u}_{R1} = \left[\frac{R_1}{Z_{1b}} + \frac{\omega_b (L_{\sigma 12} + \mathcal{L}_{11})}{Z_{1b}} \left(j \frac{d\beta}{d\tau} + \frac{d}{d\tau}\right)\right] \underline{i}_{R1} + \frac{\omega_b \mathcal{L}_{12}}{Z_{1b}} \frac{I_{2b}}{I_{1b}} \left(j \frac{d\beta}{d\tau} + \frac{d}{d\tau}\right) \underline{i}_{R2};$$

(5.67)

$$0 = \left[\frac{R_2}{Z_{2b}} + \frac{\omega_b (L_{\sigma 21} + \mathcal{L}_{22})}{Z_{2b}} \left(j \frac{d\gamma}{d\tau} + \frac{d}{d\tau}\right)\right] \underline{i}_{R2} + \frac{\omega_b \mathcal{L}_{21}}{Z_{2b}} \frac{I_{1b}}{I_{2b}} \left(j \frac{d\gamma}{d\tau} + \frac{d}{d\tau}\right) \underline{i}_{R1}.$$

Să impunem următoarele relații:

$$x_{ed} = \frac{\omega_b \mathcal{L}_{12}}{Z_{1b}} \frac{I_{2b}}{I_{1b}} = \frac{\omega_b \mathcal{L}_{21}}{Z_{2b}} \frac{I_{1b}}{I_{2b}} = \frac{\omega_b \mathcal{L}_{11}}{Z_{1b}}, \tag{5.68}$$

relații posibile numai dacă [se ține seama și de egalitatea (5.54)]:

$$I_{2b} = I_{1b} \frac{\mathcal{L}_{12}}{\mathcal{L}_{22}} = I_{1b} \frac{\mathcal{L}_{11}}{\mathcal{L}_{21}} \tag{5.69}$$

și

$$Z_{2b} = Z_{1b}\left(\frac{I_{1b}}{I_{2b}}\right)^2 = Z_{1b}\frac{\mathcal{L}_{22}}{\mathcal{L}_{11}}, \tag{5.70}$$

condiții care servesc la alegerea mărimilor de bază I_{2b}, Z_{2b}, pînă acum arbitrare. I_{1b}, Z_{1b} rămîn însă în continuare arbitrare.

Luînd în considerație condițiile de raportare (5.69) și (5.70), sistemul (5.67) capătă următoarea formă simplificată :

$$\begin{aligned}
\underline{u}_{B1} &= \left[r_1 + (x_{\sigma 12} + x_{ad})\left(\mathrm{j}\frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}\tau} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}\right)\right]\underline{i}_{B1} + x_{ad}\left(\mathrm{j}\frac{\mathrm{d}\beta}{\mathrm{d}\tau} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}\right)\underline{i}_{B2}\,; \\
0 &= \left[r_2 + (x_{\sigma 21} + x_{ad})\left(\mathrm{j}\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}\tau} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}\right)\right]\underline{i}_{B2} + x_{ad}\left(\mathrm{j}\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}\tau} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}\right)\underline{i}_{B1}.
\end{aligned} \tag{5.71}$$

Prin urmare, prin raportarea condiționată de relațiile (5.69) și (5.70), se ajunge la un sistem de ecuații în mărimi relative adecvat pentru calculatorul analogic, în care inductivitățile ciclice raportate sînt egale.

Cît privește ecuația (5.65) a mișcării rotorului mașinii în regim dinamic, aceasta poate fi rescrisă în mărimi relative, prin împărțirea tuturor termenilor ecuației prin cuplul de bază, care nu poate fi independent de mărimile de bază deja alese. Dacă ω_b este pulsația electrică de bază, atunci viteza unghiulară de bază este $\Omega_b = \omega_b/p$, iar puterea de bază este $\frac{3}{2}U_{1b}I_{1b}$ [conform relațiilor (5.66') și (5.66''), în regim staționar, simetric, echilibrat, curenții i_{B1} și i_{B2} au drept echivalenți mărimile $I_1\sqrt{2}$ și $I_2\sqrt{2}$, adică sînt cu $\sqrt{2}$ mai mari decît valorile efective ; acest considerent justifică coeficientul numeric 3/2 din expresia puterii de bază, cifra 3 provenind de la numărul de faze]. Prin urmare, cuplul de bază va fi

$$M_b = \frac{3}{2}\frac{pU_{1b}I_{1b}}{\omega_b} = \frac{3}{2}\frac{pZ_{1b}I_{1b}^2}{\omega_b}.$$

Accelerația unghiulară din ecuația mișcării se poate exprima în funcție de viteza relativă $\nu = \Omega_2/\Omega_b$ astfel

$$\frac{\mathrm{d}\Omega_2}{\mathrm{d}t} = \Omega_b\frac{\mathrm{d}\nu}{\mathrm{d}t} = \frac{\omega_b^2}{p}\frac{\mathrm{d}\nu}{\mathrm{d}\tau}.$$

După împărțirea cu cuplul de bază M_b, cuplul electromagnetic (5.64) capătă următoarea formă în unități relative

$$\mathbf{m} = \frac{m}{M_b} = x_{ad}(i_{q1}i_{d2} - i_{d1}i_{q2}) = x_{ad}\,\mathrm{Re}(\mathrm{j}\underline{i}_{B1}\underline{i}_{B2}^*) \tag{5.72}$$

în care s-a ținut seama și de relația (5.68) de definiție a mărimii x_{ad}.

În consecință, ecuația mișcării în unități relative va fi

$$\mathbf{m} - \mathbf{m}_s = H_J\frac{\mathrm{d}\nu}{\mathrm{d}\tau}, \tag{5.73}$$

în care

$$\mathbf{m}_s = \frac{m_s}{M_b}\,; \qquad H_J = \frac{J\omega_b^2}{\frac{3}{2}p^2U_{1b}I_{1b}}, \tag{5.74}$$

ultima mărime H_J fiind denumită *constanta de inerție* a mașinii.

De obicei, ca mărimi statorice de bază se iau tensiunea maximă nominală $U_{1N}\sqrt{2}$ și curentul maxim nominal $I_{1N}\sqrt{2}$ pe fază. Deci

$$I_{1b} = I_{1N}\sqrt{2} \text{ și } U_{1b} = U_{1N}\sqrt{2},$$

de unde rezultă că impedanța statorică de bază este

$$Z_{1b} = Z_{1N} = \frac{U_{1N}}{I_{1N}}.$$

5.5. Caracteristicile motorului asincron trifazat

Prin caracteristicile de funcționare ale motorului asincron se înțeleg de obicei relațiile: $\Omega_2 = f(M)$, caracteristica mecanică; $\eta = f(P_2)$, caracteristica randamentului și $\cos\varphi_1 = f(P_2)$, caracteristica factorului de putere în condițiile $U_1 = \text{const} = U_{1N}$ și $f_1 = \text{const} = f_{1N}$. Bineînțeles, se mai pot defini și alte caracteristici, care au însă mai mică importanță în aprecierea performanțelor unui motor asincron în regim staționar.

5.5.1. Caracteristica mecanică a motorului asincron cu rotorul bobinat

Expresia generală a cuplului electromagnetic care se exercită asupra armăturii induse în mașini trifazate de curent alternativ în regim staționar a fost dedusă în § 5.2.4 [formulele (5.19') și (5.19'')].

În § 5.4.1, formula (5.22), s-a stabilit o legătură între cuplul electromagnetic în regimul staționar M, pierderile în cuplul rotoric P_{J2} și alunecarea s:

$$M = \frac{P_{J2}}{s\Omega_1} = \frac{3R_2I_2^2}{s\Omega_1} = \frac{2R_2'I_2'^2}{s\Omega_1}, \tag{5.75}$$

Ω_1 fiind viteza unghiulară de sincronism a mașinii. În cele ce urmează vom căuta să explicităm ultima expresie a cuplului.

Conform expresiilor (5.45) și (5.44),

$$\underline{I}_2' = -\frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{c}\underline{Z}_2'} = -\frac{\underline{U}_1}{\left(R_1 + c\frac{R_2'}{s}\right) + j(X_{\sigma 12} + cX_{\sigma 2}')} \tag{5.76}$$

în care s-a luat $\underline{c} \approx c = 1 + \frac{X_{\sigma 12}}{X_\mu}$.

Din relația (5.76) rezultă

$$I_2^2 = \frac{U_1^2}{\left(R_1 + c\frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_{\sigma 12} + cX_{\sigma 21}')^2}$$

și deci expresia (5.76) se poate pune sub o nouă formă

$$M = \frac{3R_2'U_1^2}{s\Omega_1\left[\left(R_1 + c\frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_{\sigma 12} + cX_{\sigma 21}')^2\right]}. \tag{5.77}$$

Cuplul electromagnetic dezvoltat de motorul sincron este deci funcție de alunecarea s pentru un motor dat și pentru o tensiune U_1 dată a rețelei electrice de alimentare.

Înainte de a reprezenta grafic funcția $M = f(s)$ la $U_1 = \text{const}$, să observăm că pentru $s = 0$ (sincronism), cuplul M devine nul, iar cînd $s \to \pm\infty$, din nou cuplul M tinde să devină nul. Așadar, funcția $M = f(s)$ admite valori extreme, care pot juca un rol deosebit de important în aprecierea performanțelor mașinii asincrone trifazate. Pentru a determina valorile s_m ale alunecării pentru care cuplul electromagnetic atinge valori extreme, se calculează derivata $\frac{dM}{ds}$ și se rezolvă ecuația

$$\frac{dM}{ds} = 0.$$

Efectuînd calculele se găsește ecuația

$$\left(R_1 + c\frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_{\sigma 12} + cX_{\sigma 21}')^2 - 2s\left(R_1 + c\frac{R_2'}{s}\right)c\frac{R_2'}{s} = 0,$$

de unde rezultă

$$s_{m1,2} = \pm\frac{cR_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 12} + cX_{\sigma 21}')^2}}. \tag{5.78}$$

Alunecarea pozitivă $0 < s_{m1} < 1$, deoarece în mod normal $R_1 \approx R_2'$, iar $X_{\sigma 12} \approx X_{\sigma 21}' \approx (3-5)R_1$. Deci un extrem al caracteristicii $M = f(s)$ se află chiar în domeniul de motor și nu poate fi decît un maxim M_{m1} (fig. 5.33). Alunecarea negativă $0 < s_{m2} < -1$ corespunde regimului energetic de generator, iar valoarea corespunzătoare a cuplului M_{m2} reprezintă un minim al curbei $M = f(s)$. De obicei, $s_{m1,2} = \pm(0{,}12-0{,}30)$.

Curba $M = f(s)$ pe domeniul $(-\infty, +\infty)$ admite deci cele două valori extreme $M_{m1,2}$, care se determină introducînd valorile $s_{m1,2}$ în expresia (5.77), obținîndu-se:

$$M_{m1,2} = \frac{3U_1^2}{2c\Omega_1\left[R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 12} + cX_{\sigma 21}')^2}\right]}. \tag{5.79}$$

Alunecarea s_{m1} din regimul de motor, căruia îi corespunde cuplul maxim electromagnetic M_{m1} posibil a fi dezvoltat de motor la U_1 dat, se numește *alunecare critică* sau *de desprindere*, denumirea fiind justificată prin considerații ce le vom dezvolta mai departe. *Alunecarea critică este direct proporțională cu rezistența rotorică de fază.*

Expresia (5.77) a cuplului M se poate aduce la o formă mai simplă, ușor de reținut. Pentru aceasta vom exprima mai întîi raportul M/M_{m1}:

$$\frac{M}{M_{m1}} = \frac{2cR_2'[R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 12} + cX_{\sigma 21}')^2}]}{s[R_1^2 + (X_{\sigma 12} + cX_{\sigma 21}')^2] + \frac{c^2R_2'^2}{s} + 2cR_1R_2'}.$$

Dacă înmulțim și numărătorul și numitorul cu

$$\frac{s_{m1}}{cR_2'} = \frac{1}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 12} + cX_{\sigma 21}')^2}},$$

se obține după calcule simple

$$\frac{M}{M_{m1}} = \frac{2(1+\lambda)}{\frac{s}{s_{m1}} + \frac{s_{m1}}{s} + 2\lambda}, \tag{5.80}$$

în care s-a notat

$$\lambda = \frac{R_1}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 12} + cX_{\sigma 21}')^2}}.$$

De obicei $\lambda \ll 1$, îndeosebi la mașinile de putere mai mare și, prin urmare, în calculele nepretențioase se poate utiliza expresia

$$M = \frac{2M_m}{\frac{s}{s_{m1}} + \frac{s_{m1}}{s}}, \tag{5.81}$$

cunoscută sub numele de *formula lui Kloss*.

Cu ajutorul acestei formule se poate explica ușor alura caracteristicii $M = f(s)$ din figura 5.33. Astfel, pentru alunecări mici pentru care $s < s_{m1}$, se poate neglija termenul $\frac{s}{s_{m1}}$ în comparație cu $\frac{s_{m1}}{s}$ și deci $M = \frac{2M_{m1}}{s_{m1}}s$, adică cuplul M variază în funcție de s după o dreaptă trecînd prin origine. Pentru alunecări mari pentru care $s > s_{m1}$, se poate neglija termenul $\frac{s_{m1}}{s}$ în comparație cu $\frac{s}{s_{m1}}$ și deci $M = \frac{2Ms_{m1}}{s}$, adică cuplul variază practic după o hiperbolă echilateră (fig. 5.33).

Caracteristica mecanică $\Omega_2 = f(M)$ rezultă din caracteristica $M = f(s)$, ținînd seama de relația liniară dintre viteza unghiulară Ω_2 și alunecarea s,

$$\Omega_2 = \Omega_1 (1 - s),$$

rezultată din definiția alunecării.

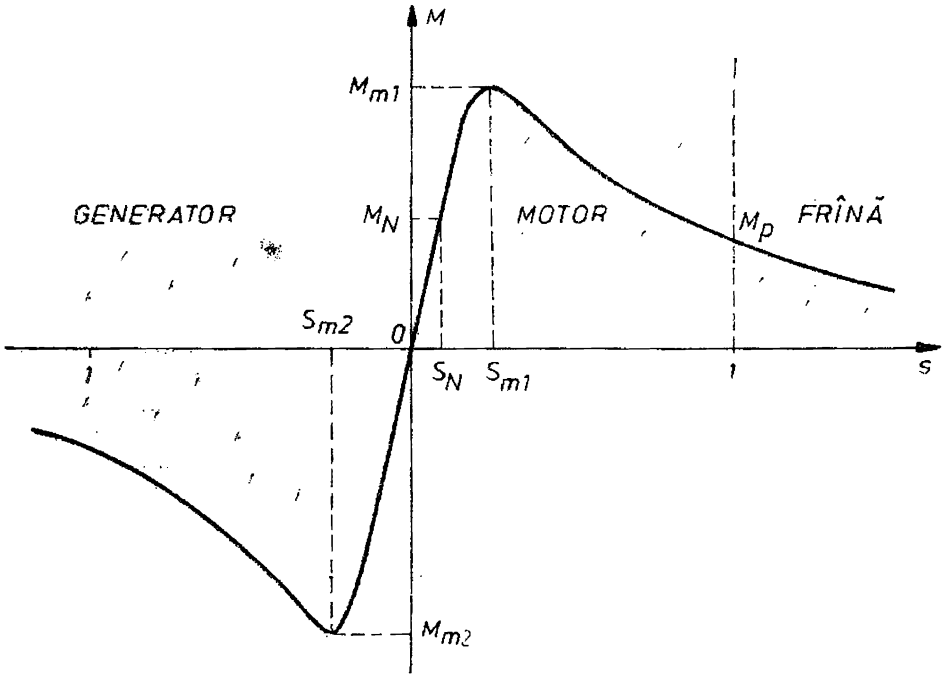


Fig. 5.33

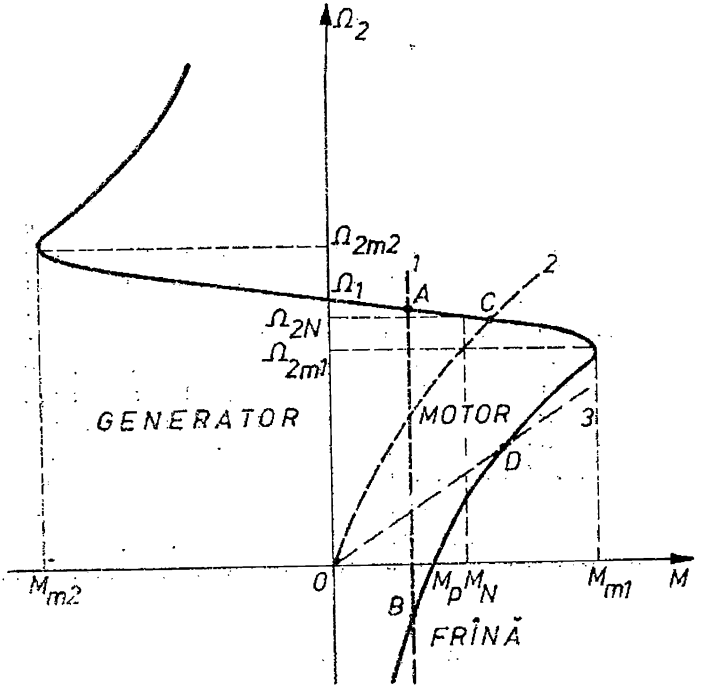


Fig. 5.34

În figura 5.3, *a* se redă caracteristica mecanică astfel obținută. Ordonata la origine corespunde sincronismului, cînd cuplul $M = 0$, iar $\Omega_2 = \Omega_1$ (ceea ce înseamnă $s = 0$). Tăietura axei absciselor corespunde cuplului de pornire M_p, cînd $\Omega_2 = 0$ (adică $s = 1$).

Din studiul caracteristicii mecanice $\Omega_2 = f(M)$ sau al caracteristicii $M = f(s)$ rezultă cîteva proprietăți importante ale motorului asincron trifazat.

În primul rînd, se remarcă faptul că motorul asincron are o capacitate limitată de încărcare — cuplul maxim M_{m1} — la U_1 dat. De obicei $M_{m1} = (1{,}5-3)\,M_N$, M_N fiind cuplul nominal (fig. 5.33 și 5.34). Dacă cuplul rezistent la arbore depășește valoarea M_{m1}, adică ceva de ordinul $(1{,}5-3)M_N$, motorul se frînează pînă la oprire („se desprinde", cum se spune deseori), rămînînd sub tensiune. Acest regim constituie o avarie în instalația respectivă, curenții statorici atingînd valori de $(6-9)I_{1N}$. Protecția motorului va interveni prompt și va deconecta motorul de la rețea, instalația tehnologică respectivă fiind scoasă din funcțiune. Curenții statorici mari în situația cînd rotorul este blocat de sarcină rezultă din faptul că motorul asincron trifazat în această situație nu este altceva decît un transformator cu secundarul (circuitul rotoric) în scurtcircuit. Reamintim că motorul de c.c. poate învinge (desigur pentru scurt timp) orice cuplu rezistent pînă la valoarea cuplului de pornire sub tensiunea nominală, cuplu care este de $(10-20)\,M_N$. Așadar, capacitatea motorului asincron trifazat de a prelua șocuri temporare mari de cuplu ale sarcinii este deci sensibil limitată în comparație cu motoarele de c.c.

În al doilea rînd, cuplul de pornire al motorului asincron trifazat cu rotor bobinat și în scurtcircuit este relativ redus, $M_p = (0{,}4-0{,}7)M_N$, așa cum rezultă din figurile 5.33 și 5.34 (la $\Omega_2 = 0$ sau $s = 1$, corespunde $M = M_p$). Prin urmare, acest motor nu poate porni în plină sarcină, cu cuplu rezistent la arbore egal cu cuplul nominal M_N, ceea ce reprezintă un dezavantaj. În plus, la pornire ($s = 1$), curentul statoric înregistrează un șoc important, de $(6-9)I_{1N}$ (motorul fiind practic un transformator cu secundarul în scurtcircuit și sub tensiunea nominală, atunci cînd rotorul este imobil; vezi considerațiile din subcap. 5.4, referitoare la curentul primar de scurtcircuit). Există deci și din acest punct de vedere deosebiri în comparație cu motorul de c.c., la care cuplul de pornire este de $(10-20)M_N$, la șocuri de curent comparative. În timp ce la motorul de c.c. se pune problema, pe lîngă reducerea șocului de curent la pornire, a reducerii cuplului de pornire, la motorul asincron trifazat se pune problema creșterii cuplului de pornire, pentru a se asigura pornirea în plină sarcină (la unele acționări) sau reducerea timpului de pornire. Există însă și acționări electrice, cum ar fi mașinile-unelte care pornesc în gol, la care motorul asincron trifazat nu are nici o dificultate la pornire.

În al treilea rînd, motorul asincron trifazat poate ridica problema și din punctul de vedere al stabilității statice, dată fiind alura relativ curioasă a caracteristicii sale mecanice (fig. 5.34). Ne referim la aplicarea condiției (1.2)

$$\left(\frac{\mathrm{d}M}{\mathrm{d}\Omega_2}\right)_A \cdot \left(\frac{\mathrm{d}M_r}{\mathrm{d}\Omega_2}\right)_A,$$

stabilită în subcap. 1.6.

Să presupunem că motorul sincron acționează o macara a cărei caracteristică este redată în figura 5.34 prin curba (*1*). Sînt posibile două puncte de funcționare, *A* și *B*, în regim permanent, dar numai *A* îndeplinește condiția de stabilitate statică. Punctul *B* corespunde unui regim de frînă instabilă. Funcționarea stabilă pe porțiunea corespunzătoare unor viteze $\Omega_2 < \Omega_{2m}$ (sau alunecări $s > s_{m1}$) nu este posibilă în cazul macaralei.

Dacă motorul acționează o mașină de lucru cu caracteristică mecanică de frecări vîscoase de timpul (*2*), atunci punctul unic de intersecție *C* este stabil.

Dacă cumva caracteristica mașinii de lucru este de tipul (*3*) (generator de c.c. cu excitație independentă constantă și rezistență de sarcină constantă, de exemplu), atunci aplicarea condiției (1.2) arată că și punctul *D* este stabil. Dar cum în punctul *D* viteza $\Omega_2 < \Omega_{2m}$ (adică $s > s_{m1}$), rezultă pierderi Joule $P_{J2} = sP$ exagerate în rotor și un randament foarte slab al motorului. O asemenea acționare nu poate fi acceptată. Înseamnă că motorul asincron nu a fost ales corespunzător pentru mașina de lucru dată (viteza sa de sincronism este prea mare).

Rezumînd cele arătate mai sus putem afirma că *motorul asincron funcționează stabil din punct de vedere static și cu randament superior în domeniul* $\Omega_2 > \Omega_{2m}$, adică $0 < s < s_{m1}$.

Pe această porțiune de caracteristică, variații importante ale cuplului dezvoltat de motor (și cerut de mașina de lucru) nu conduc la variații importante ale vitezei. Așa cum rezultă din figura 5.34 (sau 5.33), creșterea cuplului de la valoarea de mers în gol la cea nominală corespunde la o cădere de viteză de circa 2—5%, mai mult la motoarele de putere mică. Așadar, *caracteristica mecanică a motorului asincron trifazat este dură (tare)*, pe porțiunea de alunecări subcritice la care se asigură simultan stabilitatea statică și randamentul bun. Această proprietate dictează și domeniul de utilizare al motorului asincron (mașini-unelte, pompe, compresoare). Din acest punct de vedere motorul asincron trifazat se aseamănă cu motorul de c.c. cu excitație independentă (sau derivație).

Expresia (5.79) arată că *cuplul maxim dezvoltat este independent de valoarea rezistenței circuitului rotoric*. Această proprietate se pretează la unele aplicații practice, așa cum vom vedea mai departe.

Prin urmare, dacă se modifică rezistența rotorică de fază — și la motorul cu rotorul bobinat și cu inele de contact acest lucru se poate face cu ușurință — atunci caracteristicile mecanice care se obțin (fig. 5.35) prezintă același maxim M_{m1} plasat însă la alunecări critice s_{m1} din ce în ce mai mari, pe măsură ce rezistența rotorică este mai mare. Să reținem și faptul că, pentru diferite rezistențe înseriate în circuitul rotoric, cuplul de pornire M_p (la $\Omega_2 = 0$) este diferit, putînd fi în unele cazuri sensibil mai mare decît cuplul nominal și chiar egal cu cuplul maxim M_{m1} (fig. 5.35).

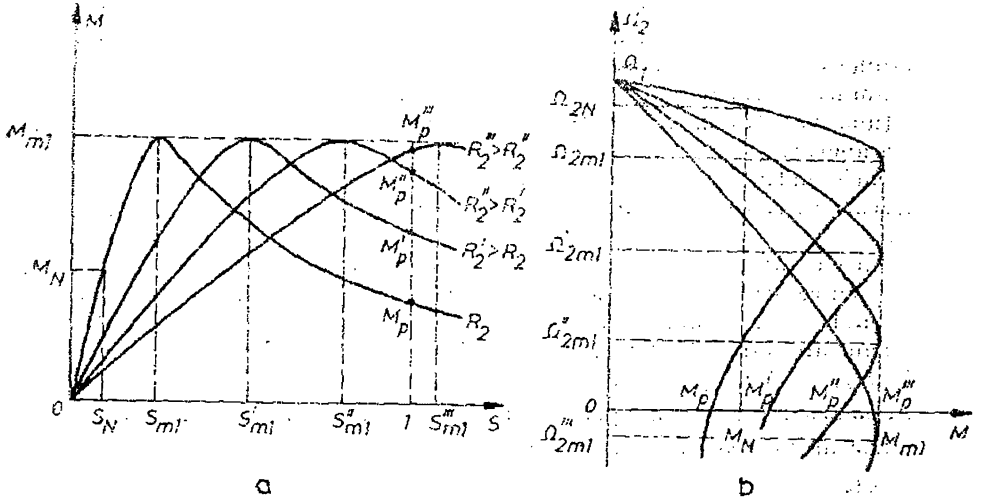


Fig. 5.35

5.5.2. Caracteristicile mecanice ale motoarelor asincrone cu rotoare în colivie

După cum s-a văzut în subcap. 5.1, motorul asincron trifazat se pretează la unele modificări constructive, remarcabile prin simplitate tehnologică și performanțe îmbunătățite. Aceste variante se referă de fapt numai la rotor și constă în înlocuirea înfășurării trifazate rotorice prin colivii de diferite forme.

Se poate demonstra că aceste colivii sînt echivalente din punct de vedere electromagnetic cu o înfășurare polifazată. Demonstrația noastră va fi de natură fizică.

Să considerăm mai întîi că pe rotor se află o colivie de forma arătată în figura 5.36, *a*. Colivia este formată dintr-o serie de m spire din material conductor, închise în scurtcircuit, așezate uniform în planuri radiale. O spiră oarecare are formă dreptunghiulară, cu o latură în lungul generatoarei rotorice, o altă latură în centrul rotorului, în lungul axei (forțăm puțin imaginația noastră) și două laturi radiale de închidere în planurile frontale ale rotorului. Toate cele m spire au aceeași latură de închidere în lungul axei rotorice. S-a realizat astfel o „înfășurare" rotorică polifazată cu m faze, fiecare spiră fiind o fază, decalată spațial față de fazele alăturate cu $\frac{2\pi}{m}$. Deci înfășurarea m-fazată rotorică este simetrică din punct de vedere constructiv.

Cîmpul învîrtitor statoric are, precum se știe, o viteză relativă față de rotor $\Omega_1 - \Omega_2$, viteza unghiulară de sincronism fiind Ω_1, iar viteza rotorului Ω_2. Se constată cu ușurință că acest cîmp învîrtitor produce printr-o spiră

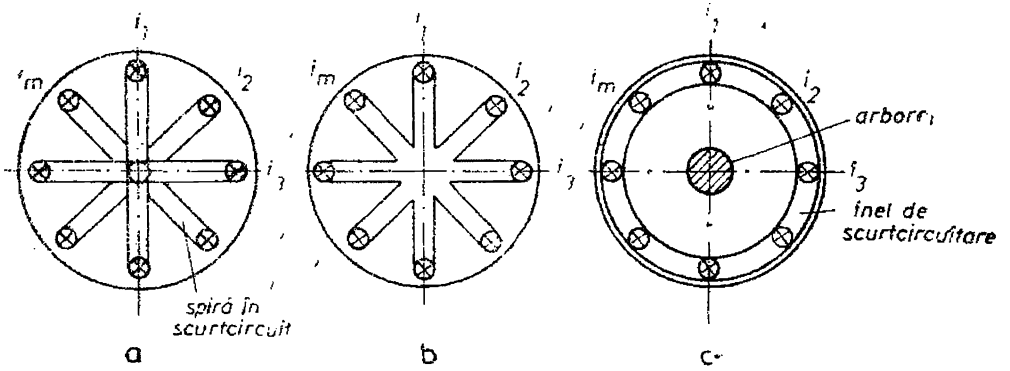


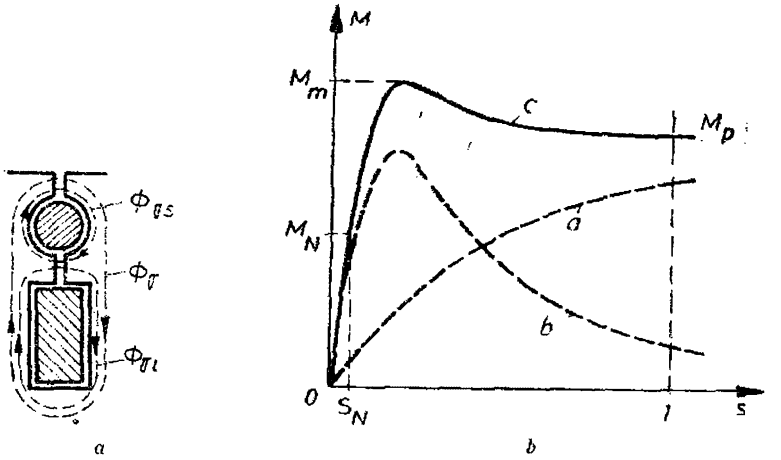
Fig. 5.36

rotorică care cu un flux magnetic alternativ în timp, prin care se induce o t.e.m., de asemenea, alternativă. T.e.m. induse în cele m spire rotorice au evident aceeași valoare efectivă, dar defazaje diferite corespunzînd pozițiilor spațiale diferite la un moment dat acelor m spire în cîmpul învîrtitor statoric. Spirele rotorice fiind în scurtcircuit, t.e.m. induse produc respectiv curenții $i_1, i_2, \ldots, i_m$, formînd și ei un sistem m-fazat, simetric, echilibrat. Prin conductorul unic de întoarcere a curenților în lungul axei rotorice curentul rezultant este nul, căci $i_1 + i_2 + \ldots + i_m = 0$ în orice moment. Prin urmare acest conductor central de întoarcere poate lipsi, simplificîndu-se construcția și ajungînd la varianta din figura 5.36, *b*.

Mai mult, în loc ca barele de la periferia rotorului să fie legate între ele prin bare radiale frontale într-un nod central (ceea ce ar fi de fapt imposibil, dată fiind prezența arborelui rotoric), aceste bare pot fi legate între ele prin inele frontale, ca în fig. 5.26, *c*. Această soluție finală nu schimbă cu nimic situația din punct de vedere fenomenologic, dar simplifică și mai mult construcția colivici rotorice.

Precum se știe, o înfășurare m-fazată simetrică din punct de vedere constructiv și parcursă de un sistem m-fazat de curenți produce un cîmp învîrtitor, la fel ca înfășurarea trifazată rotorică a mașinii asincrone cu rotor bobinat. În consecință, putem asimila colivia de veveriță cu o înfășurare trifazată atît din punctul de vedere al cîmpului magnetic produs cît și al cuplului electromagnetic dezvoltat. Se pot astfel defini *rezistența* R'_2 *de fază* și *reactanța* $X'_{\sigma 2}$ *de fază* raportate la înfășurarea statorică, precum și *curentul* I'_2 *de fază* prin care colivia este echivalată cu o înfășurare trifazată. Așadar, nu este necesară o nouă teorie a mașinii asincrone cu motor în colivie diferită principial de teoria mașinii cu rotor bobinat.

Rotorul în colivie simplă de veveriță prezintă și unele dezavantaje. Astfel el nu mai dă posibilitatea îmbunătățirii condițiilor de pornire cu ajutorul unor rezistențe suplimentare conectate în serie în înfășurările de fază ale rotorului (vezi fig. 5.35). Caracteristica sa mecanică arată ca în figura 5.33 și nu poate fi în nici un fel modificată decît prin intervenții în circuitul statoric. De aceea motorul cu colivie de veveriță are un cuplu de pornire relativ scăzut,



a b

Fig. 5.37

neputînd porni în plină sarcină și un șoc de curent periculos de ordinul (6—9)I_{1N}. Din aceste motive, cu toată simplitatea sa, nu se construiesc motoarele cu colivie simplă de veveriță peste 100 kW.

O altă variantă constructivă a motorului asincron, care are performanțe superioare la pornire, este așa-numitul *motor cu rotor cu dublă colivie de veveriță.*

Statorul acestei variante nu se deosebește cu nimic de statorul obișnuit, dar rotorul posedă două colivii: o colivie superioară, plasată în crestături mai aproape de întrefier, realizată din material cu rezistivitate mare (alamă, bronz de aluminiu) și o colivie inferioară, plasată spre interior, realizată din cupru (fig. 5.37, *a*). Prima colivie are bare de secțiune mai mică, iar cea de a doua colivie bare de secțiune mai mare. Între crestăturile primei colivii și crestăturile celei de a doua colivii se practică istmuri înguste. Coliviile sînt scurtcircuitate frontal de inele diferite în cele mai multe din cazurile practice.

Barele coliviei superioare — denumită *colivie de pornire* — au o rezistență mult mai mare decît barele coliviei inferioare — denumită *colivie de lucru,* fiindcă sînt construite cu o secțiune mai mică și din material de rezistivitate mai mare. Privind figura 5.37, *a,* în care sînt reprezentate liniile cîmpului de dispersie ale coliviilor rotorice, constatăm că există un flux de dispersie Φ_{σ} care se înlănțuie cu barele ambelor colivii, un flux $\Phi_{\sigma s}$ care se înlănțuie cu barele coliviei superioare și un flux $\Phi_{\sigma i}$ care se înlănțuie cu barele coliviei inferioare. Trebuie să remarcăm însă că fluxul $\Phi_{\sigma s}$ trebuie să străbată atît istmul de la periferia rotorului cît și istmul dintre barele celor două colivii, pe cînd fluxurile Φ_{σ} și $\Phi_{\sigma i}$ străbat numai un istm. De aceea, fluxul $\Phi_{\sigma s}$ este evident mai mic decît fluxul $\Phi_{\sigma i}$. În consecință, reactanța de dispersie corespunzătoare barelor superioare este mai mică decît reactanța de dispersie a barelor inferioare.

Prin urmare, cele două colivii au caracteristici diferite care determină și roluri diferite la pornire ca și în funcționarea normală a motorului. În prima clipă a pornirii, cînd rotorul este încă imobil, frecvența curenților induși în

barele rotorului este egală cu frecvența curenților statorici, $f_2 = f_1$. Curentul în colivia superioară, care are o rezistență mare și o reactanță de dispersie mică, este aproape în fază cu t.e.m. indusă. Colivia inferioară, avînd o rezistență mică și o reactanță de dispersie mare, este parcursă de curenți defazați aproape în cvadratură cu t.e.m. și dezvoltă în consecință un cuplu de pornire mic.

Pe măsură ce rotorul se accelerează, frecvența curenților rotorici scade, în mod corespunzător scad reactanțele de dispersie ale celor două colivii, care devin, în funcționarea normală, practic neglijabile în raport cu rezistențele. Curenții în ambele colivii ajung practic în fază cu t.e.m., în schimb, curentul din colivia inferioară va fi mai mare decît curentul în colivia superioară datorită rezistențelor diferite ale celor două colivii. Prin urmare, în funcționarea normală, cuplul electromagnetic principal este dezvoltat de colivia inferioară — care este denumită din acest motiv colivie de lucru — pe cînd la pornire cuplul principal este dezvoltat de colivia superioară — care este denumită pe această bază colivie de pornire.

În figura 5.37, *b* s-a reprezentat: caracteristica coliviei de pornire — curba *a*; caracteristica coliviei de lucru — curba *b* și caracteristica rezultantă — curba *c*.

Se remarcă caracteristica favorabilă obținută prin dubla colivie. Cuplul de pornire este mult mai mare $(1,5-2)M_N$ decît al motoarelor cu rotorul bobinat și în scurtcircuit sau cu rotor cu colivie simplă de veveriță. În plus, aceste motoare cu dublă colivie au și un curent de pornire mai mic de ordinul $(3,5-5,5)I_{1N}$, ceea ce constituie un nou avantaj. Motoare cu dublă colivie se construiesc pe scară largă pînă la o putere de 500 kW și chiar mai mult. Ele sînt mai ieftine decît motoarele cu rotor bobinat, dar ceva mai scumpe decît cele cu simplă colivie.

O altă variantă cu largă răspîndire a motorului asincron trifazat o constituie *motorul cu colivie cu bare înalte* (fig. 5.38, *a*). Acest tip de motor are o colivie formată din bare de cupru de înălțime mult mai mare decît grosimea, introduse în crestături adînci de formă corespunzătoare. Și acest tip de motor prezintă caracteristici de pornire îmbunătățite. Principiul de funcționare al acestor colivii se bazează pe fenomenul de neuniformitate a densității de curent în conductoarele masive parcurse de curenți alternativi.

Dacă o bară a coliviei rotorice ar fi parcursă de curent continuu, atunci densitatea de curent ar fi uniformă pe toată înălțimea barei (curba punctată din figura 5.38, *b*) și bara ar prezenta o anumită rezistență și o anumită inductivitate. Dacă bara este parcursă de un curent alternativ de o anumită frecvență, densitatea de curent nu mai este uniformă pe înălțimea barei, fiind mult mai mare în zona situată în imediata apropiere a întrefierului și practic nulă în zona opusă de la fundul crestăturii (curba plină din fig. 5.38, *b*). Fenomenul de neuniformitate a densității de curent este cu atît mai accentuat, cu cît frecvența curentului care parcurge bara este mai mare. Datorită repartiției neuniforme a densității de curent, rezistența în curent alternativ a barei este sensibil mai mare decît rezistența în curent continuu, iar inductivitatea este mai mică.

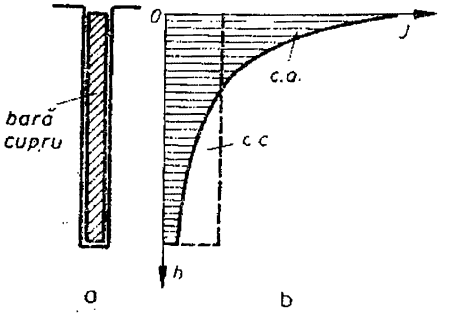


Fig. 5.38

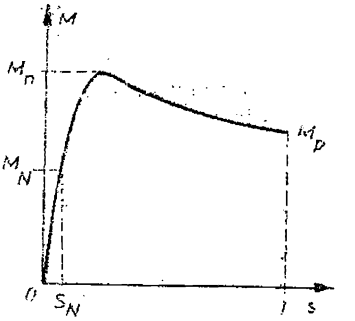


Fig. 5.39

La pornire, cînd rotorul stă pe loc, însă, frecvența curenților induși în barele înalte ale coliviei este egală cu frecvența curenților statorici, $f_2 = f_1$, fenomenul de neuniformitate a densității de curent în barele coliviei conduce la o rezistență echivalentă a barei ridicată și la o inductivitate relativ mică. Colivia dezvoltă un cuplu de pornire ridicat. Pe măsură ce rotorul se accelerează, frecvența curenților rotorici scade pînă la valori cu totul reduse, (1—2) Hz, pentru care densitatea de curent este practic uniformă pe toată înălțimea barei, și rezistența echivalentă scade, ajungînd egală cu rezistența în curent continuu a barei. În același timp, reactanța de dispersie scade sensibil odată cu frecvența. Curentul în bară rămîne practic în fază cu t.e.m. indusă și cuplul dezvoltat rămîne ridicat. Prin urmare, în această variantă constructivă, rezistența echivalentă a rotorului este variabilă în timpul pornirii de la o valoare ridicată la o valoare scăzută, realizîndu-se automat ceea ce se face în motorul cu rotor bobinat, atunci cînd pentru îmbunătățirea caracteristicilor de pornire se conectează în serie cu înfășurările de fază ale rotorului rezistențe suplimentare reglabile. Caracteristica sa mecanică este redată în figura 5.39.

Desigur că motorul cu bare înalte, care dă o mai bună utilizare a cuprului rotoric, este cu ceva mai ieftin decît motorul cu dublă colivie. În schimb, el nu permite să se obțină cupluri de pornire mai ridicate de 1,5 M_N, care se pot realiza cu ajutorul motoarelor cu dublă colivie.

5.5.3. Caracteristica randamentului

Această caracteristică se definește astfel : $\eta = f(P_2)$, pentru $U_1 = \text{const} = U_{1N}$ și $f_1 = \text{const}$. În mașina asincronă se produc aceleași forme de pierderi ca și la mașina de curent continuu : pierderi mecanice P_m, pierderi în fier P_{Fe} și pierderi în înfășurări P_J.

Pierderile mecanice P_m sînt datorită frecărilor rotorului și ventilatorului cu aerul, precum și frecărilor în paliere. Ele sînt funcție de viteza de rotație. Cum în zona stabilă de funcționare a motorului asincron viteza de rotație nu variază sensibil, rezultă că aceste pierderi sînt practic constante.

Pierderile în fier se produc numai în miezul statoric datorită fenomenului de histerezis și prin curenți turbionari. Aceste pierderi sînt, de asemenea, practic constante, indiferent de sarcina motorului.

Pierderile în înfășurări se produc atît la înfășurarea statorului cît și la înfășurarea rotorului. Bineînțeles, aceste pierderi sînt sensibil influențate de gradul de încărcare al motorului.

Pierderile totale în motorul asincron sînt deci

$$\Sigma P = P_m + P_J + P_{Fe1},$$

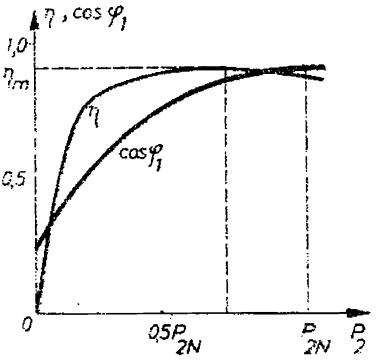


Fig. 5.40

iar randamentul are următoarea expresie :

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma P}. \tag{5.82}$$

Randamentul η variază odată cu puterea P_2 cedată pe la arbore mașinii de lucru antrenate. Curba $\eta = f(P_2)$ este reprezentată în figura 5.40. De obicei, randamentul atinge valoarea maximă pentru $(0{,}5-0{,}75)P_{2N}$.

Randamentul motoarelor asincrone de peste 500 kW putere utilă atinge cifra de 93%, randamentul motoarelor asincrone de 10—100 kW este de ordinul 85—91%, iar pentru motoarele mici sub 1 kW randamentul scade sub 75%.

Ca și la transformatoare, randamentul maxim se atinge atunci cînd pierderile constante sînt egale cu cele variabile ; regrupînd în mod corespunzător pierderile, putem obține motoare cu forme diferite ale curbelor caracteristice ale randamentului. În figura 5.40 este reprezentată o curbă tipică a randamentului, care are maximul aproximativ la 75% din sarcina nominală.

Trebuie să remarcăm că randamentul motoarelor de putere mică și mijlocie, cu rotorul în colivie, este mai ridicat decît al motoarelor cu rotor bobinat. Mărirea tensiunii are ca urmare reducerea randamentului, însă nu în măsură considerabilă.

5.5.4. Caracteristica factorului de putere

Această caracteristică este definită prin funcția $\cos \varphi_1 = f(P_2)$ pentru $U_1 = \text{const} = U_{1N}$ și $f_1 = \text{const} = f_{1N}$. Motorul asincron absoarbe de la rețeaua de alimentare un curent totdeauna defazat în urma tensiunii aplicate pe fază în regim simetric, echilibrat. Explicația fizică a acestui fapt constă în necesitatea permanentă a unui motor asincron de a absorbi o putere reactivă

necesară excitației sale (magnetizării circuitului). Deci motorul funcționează din punctul de vedere al puterii reactive ca o bobină de inducție, așa încît factorul său de putere este totdeauna subunitar, inductiv.

La mersul în gol, factorul de putere este foarte mic, de ordinul 0,2—0,3, deoarece puterea activă absorbită este relativ foarte redusă (egală cu pierderile mașinii), iar puterea reactivă necesară excitației suficient de importantă, practic aceeași ca în plină sarcină (așa cum s-a arătat, cîmpul magnetic rezultant are o amplitudine constantă, practic independentă de gradul de încărcare).

Pe măsură ce motorul se încarcă și dezvoltă o putere utilă mai importantă, puterea activă absorbită de la rețea crește în timp ce puterea reactivă rămîne cam aceeași, astfel încît factorul de putere se îmbunătățește, atingînd o valoare maximă de ordinul 0,85—0,90 pentru aproximativ puterea utilă nominală.

Caracteristica factorului de putere este prezentată tot în figura 5.40.

Factorul de putere relativ scăzut la sarcini reduse constituie un dezavantaj important al motorului asincron. De aceea, în cazul utilizării pe scară largă a motoarelor electrice pentru diferite acționări într-un anumit loc de muncă (schele petroliere, atelier de mașini-unelte etc.) se impune luarea unor măsuri pentru îmbunătățirea factorului de putere (baterii de condensatoare, compensatoare-mașini electrice sau motoare sincrone acolo unde este posibil).

5.6. Pornirea motoarelor asincrone trifazate. Sisteme de comandă automatizată cu relee și contactoare

Problemele de bază ale pornirii motorului asincron ca și ale oricărui motor, în general, sînt puse de valoarea cuplului de pornire și de valoarea șocului de curent la pornire.

Pentru ca rotorul să poată să accelereze trebuie ca motorul să dezvolte un cuplu mai mare decît cuplul rezistent produs de mașina de lucru acționată și de frecări. Într-o serie de cazuri (mori cu bile, compresoare, instalații de foraj, mașini de ridicat etc.) este necesar un cuplu de pornire relativ mare, chiar mai mare uneori decît cuplul nominal. De diferența dintre cuplul motorului și cuplul rezistent în decursul procesului tranzitoriu de pornire depinde și timpul total al pornirii, care poate influența sensibil productivitatea mașinilor de lucru în multe cazuri.

Pe de altă parte, mărimea curentului de pornire absorbit de la rețeaua de alimentare este limitată de unele condiții impuse de însăși rețeaua electrică sau de motor. Că acest curent este mare la pornirea motorului asincron rezultă din schema echivalentă (fig. 5.31), în care se remarcă că, la $s = 1$, rezistența echivalentă rotorică R_2'/s ia cea mai mică valoare, ceea ce face ca impedanța rotorică Z_2' să aibă cel mai mic modul posibil, atrăgînd după sine un curent rotoric efectiv staționar mare și, corespunzător, și un curent statoric

efectiv de aproximativ 6—9 ori I_{1N}. Ţinînd seama de regimul tranzitoriu, valoarea instantanee a curentului statoric (sau rotoric) poate atinge de 10—14 ori valoarea curentului nominal. Desigur, pe măsură ce motorul accelerează şi alunecarea scade, scade şi curentul absorbit de la reţea în mod automat pînă la limitele impuse de cuplul rezistent staţionar. În cazul unor motoare puternice şi ale unor reţele slabe, se impune micşorarea curentului de pornire.

Avînd în vedere cele expuse, la pornirea motoarelor asincrone trifazate se folosesc diferite procedee şi instalaţii auxiliare.

Alegerea procedeului de pornire a motoarelor asincrone trebuie să aibă loc cu respectarea anumitor factori, printre care unii legaţi de cerinţele sistemului de acţionare electrică, iar alţii de necesităţile reţelelor uzinale de distribuţie a energiei electrice. Se preferă o pornire lină, fără şocuri dinamice, periculoase mai ales pentru elementele transmisiei. Curentul de pornire nu trebuie să conducă la suprasolicitări termice, dăunătoare mai ales izolaţiei înfăşurărilor; cuplul electromagnetic al motorului este necesar să asigure accelerarea rapidă a sistemului de acţionare.

Procedeele de pornire diferă după tipul constructiv al rotorului, în scurtcircuit sau bobinat. În alegerea uneia sau a alteia dintre metodele de pornire vom avea în vedere şi considerentele de ordin economic.

Dacă la motoarele de curent continuu, în cursul pornirii, cuplurile electromagnetice maxime sînt limitate de către comutaţie şi de solicitările mecanice dezvoltate în elementele sistemului de acţionare, la motoarele asincrone apar ca esenţiale încălzirea, datorită curenţilor mari ca şi eforturilor electrodinamice dintre capetele de bobine la asemenea curenţi.

Deşi toate procedeele de pornire a motoareleor asincrone cu colivie pot fi aplicate şi celor cu rotorul bobinat, acestea din urmă se pornesc aproape în exclusivitate cu rezistenţe suplimentare în circuitul rotoric, datorită realizării unui cuplu mare la pornire şi a unui şoc redus de curent.

5.6.1. Pornirea directă

Acest procedeu duce la schemele cele mai simple şi sigure în exploatare, el constînd în aplicarea simultană în stator a tensiunilor nominale de fază.

La pornirea directă în regimul tranzitoriu curenţii pe fază pot atinge vîrfuri foarte mari (uneori de 9—12 ori), în comparaţie cu valoarea efectivă nominală. Astfel, în figura 5.41, *a* se prezintă variaţia în timp a curenţilor de fază la o pornire directă cu cuplu rezistent nominal şi moment de inerţie J dublu în comparaţie cu momentul de inerţie al motorului J_m. Variaţia în timp a cuplului electromagnetic şi a vitezei dezvoltate de motor în acelaşi caz este reprezentată în figura 5.41, *b*, *c*, evidenţiind ample oscilaţii. Dacă se reprezintă dependenţa cuplului electromagnetic cu alunecarea în regimul tranzitoriu de pornire în condiţiile $M_s = M_N$ şi $J = 2J_m$, rezultă o curbă ca în figura 5.41, *d*, foarte departe de dependenţa $M = f(s)$ cunoscută pentru regimuri staţionare. Oscilaţiile cuplului în jurul curbei $M = f(s)$ din regim staţionar de gol ($M_s = 0$) sînt mai dese şi mai ample dacă inerţia creşte

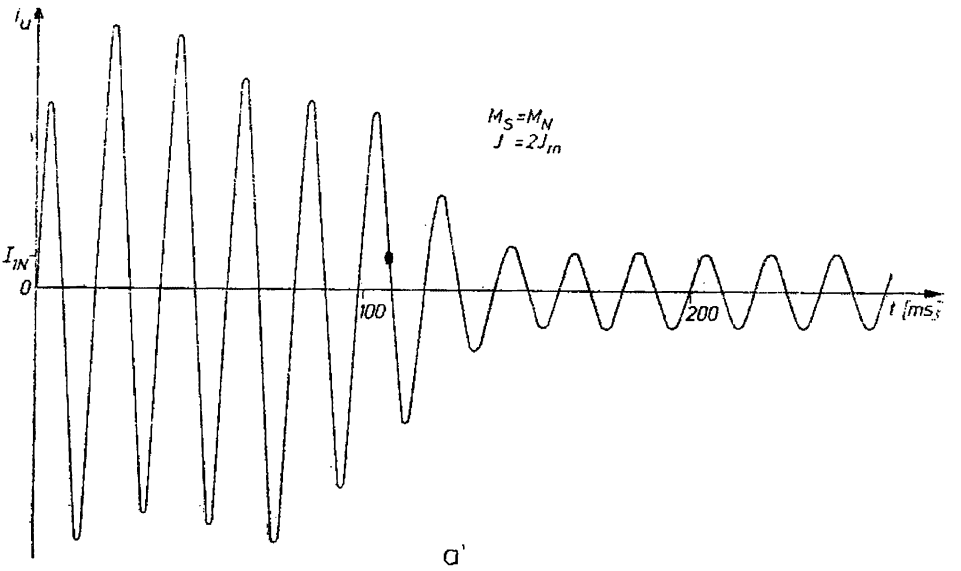
($J = 10\,J_m$), așa cum se arată în figura 5.41, *e* și respectiv mai rare și mai puțin ample dacă inerția este mai redusă ($J = 2J_m$), așa cum se vede din figura 5.41, *f*.

Dacă rotorul este blocat curentul statoric de regim permanent I_p atinge valori foarte ridicate, iar cuplul electromagnetic ia valoarea M_p în limitele indicate în § 5.5.1.

Curentul mare preluat din rețea produce importante căderi de tensiune în rețeua de alimentare, care pot deranja alți consumatori și mai ales iluminatul electric din rețelele mixte; aparatele electrice de conectare și măsurare sînt de asemenea solicitate. Între capetele frontale ale bobinelor statorice se produc eforturi electrodinamice importante.

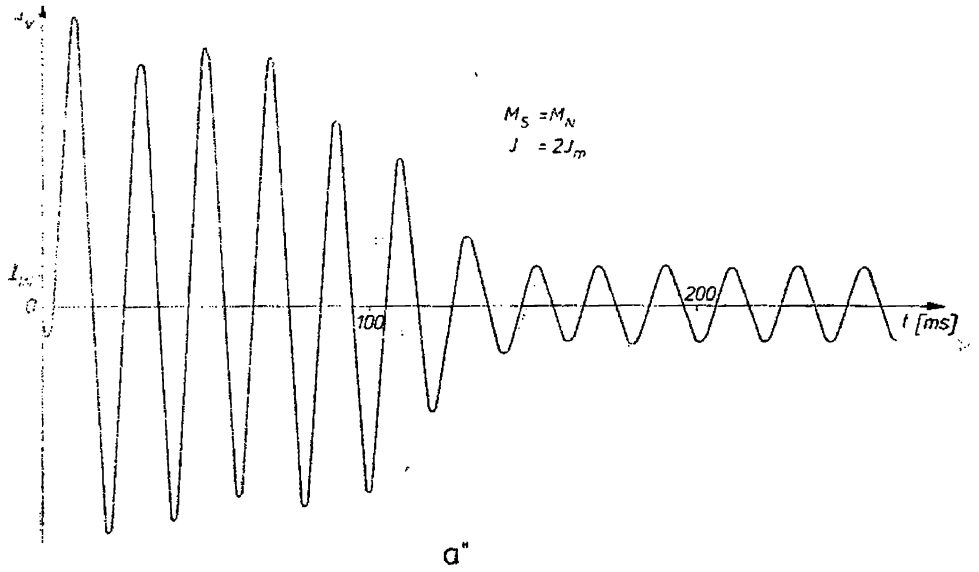
Pornirea directă este bruscă și rapidă, cu șocuri dinamice ridicate în elementele cinematice ale transmisiei. Dezavantajele descrise care acompaniază pornirea directă a motorului asincron, practicată în exclusivitate la motorul cu rotorul în colivie, nu se acceptă în general decît la puteri nominale mici, pînă la 5,5 kW, 380 V. În cazuri speciale, cu acordul întreprinderii furnizoare de energie electrică, se permite și pornirea directă a motoarelor asincrone de puteri nominale mai mari. Puterea nominală a celui mai mare motor asincron direct nu trebuie să depășească 20% din puterea nominală a transformatorului care alimentează rețeaua de alimentare.

Pornirea directă a motorului asincron în scurtcircuit se întîlnește la numeroase mașini-unelte, ventilatoare, polizoare.

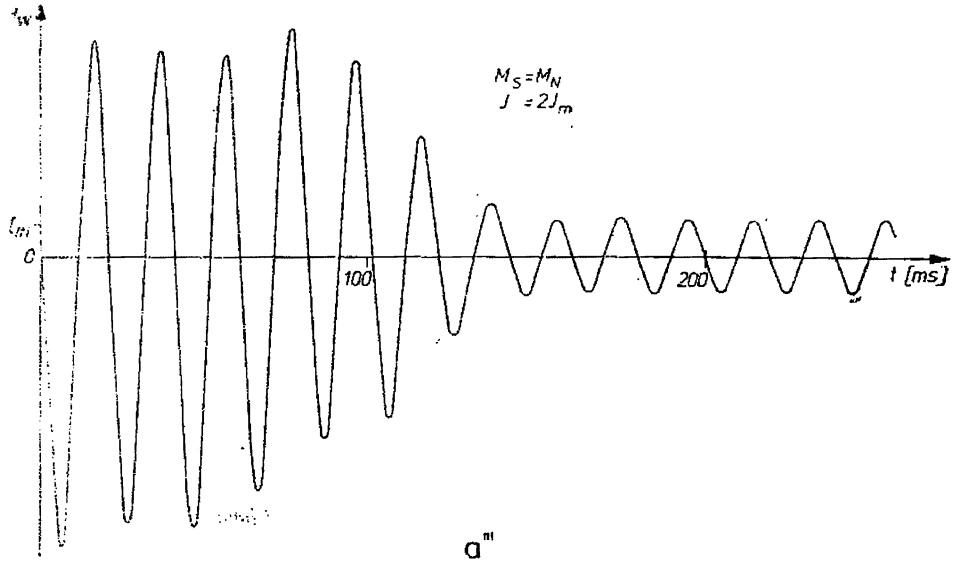


a)

Fig. 5.41

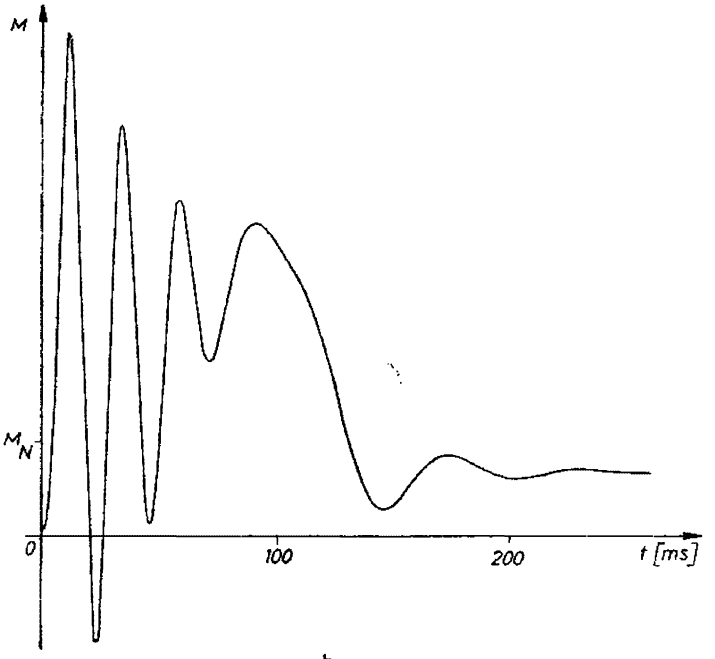


a"

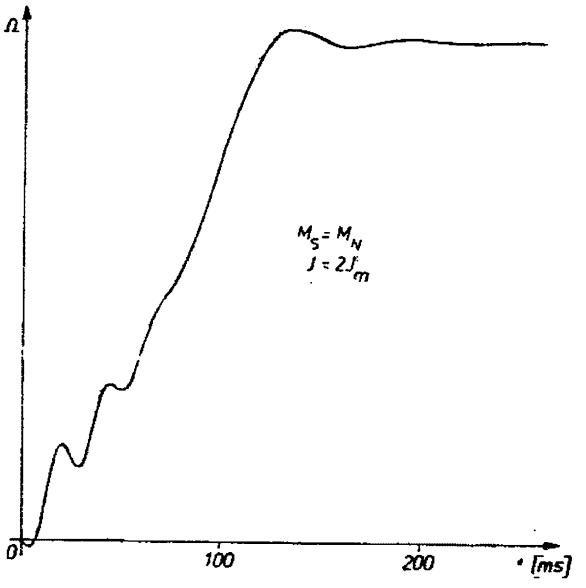


a'''

Fig. 5.41

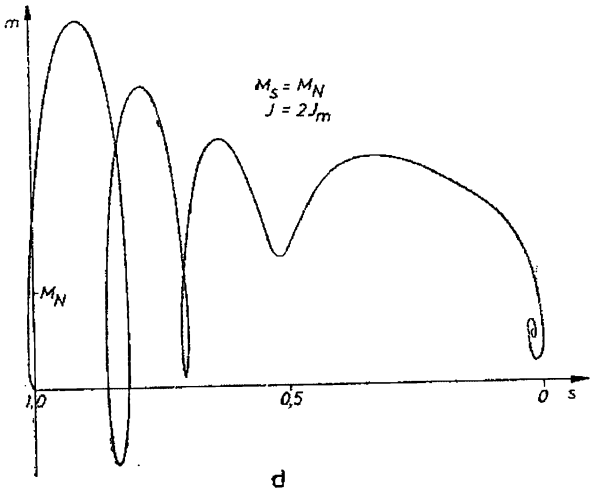


b

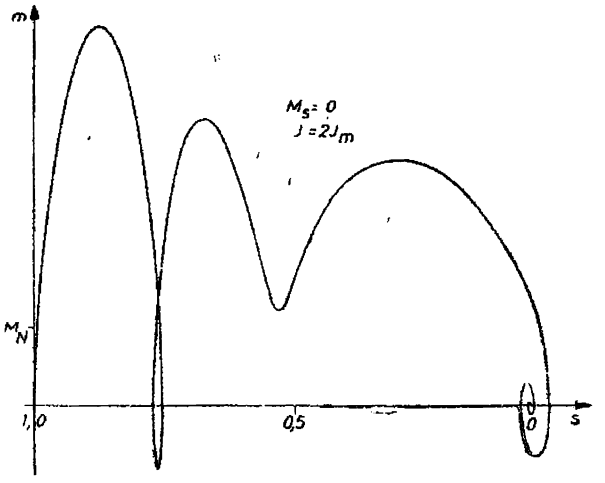


c

Fig. 5.41



d



e

Fig. 5.41

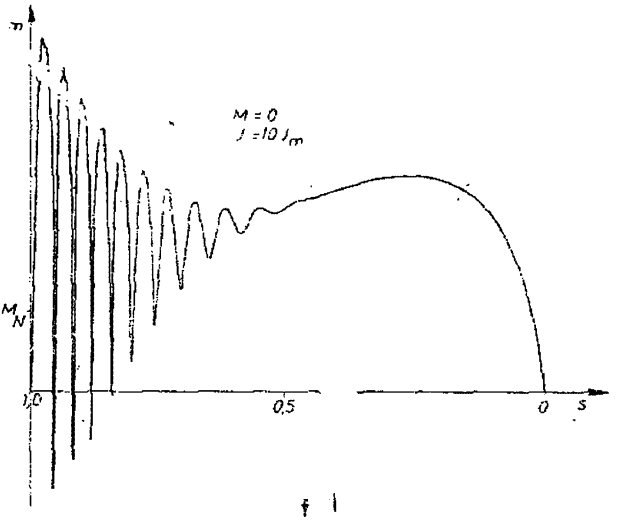


Fig. 5.41

În figura 5.42, *a* este redată schema electrică de principiu pentru comanda automatizată a pornirii directe într-un singur sens. Dacă apăsăm pe butonul *b1*, cu întreruptorul *a1* închis, contactorul *c* acționează ; se conectează astfel la rețea înfășurarea statorică a motorului asincron *m* cu rotorul în scurtcircuit. Prin închiderea simultană a contactului auxiliar normal deschis din circuitul *3* se asigură alimentarea bobinei contactorului *c*, după încetarea apăsării butonului *b1*. Releele electromagnetice *e2* de curent maximal ($I >$) protejează

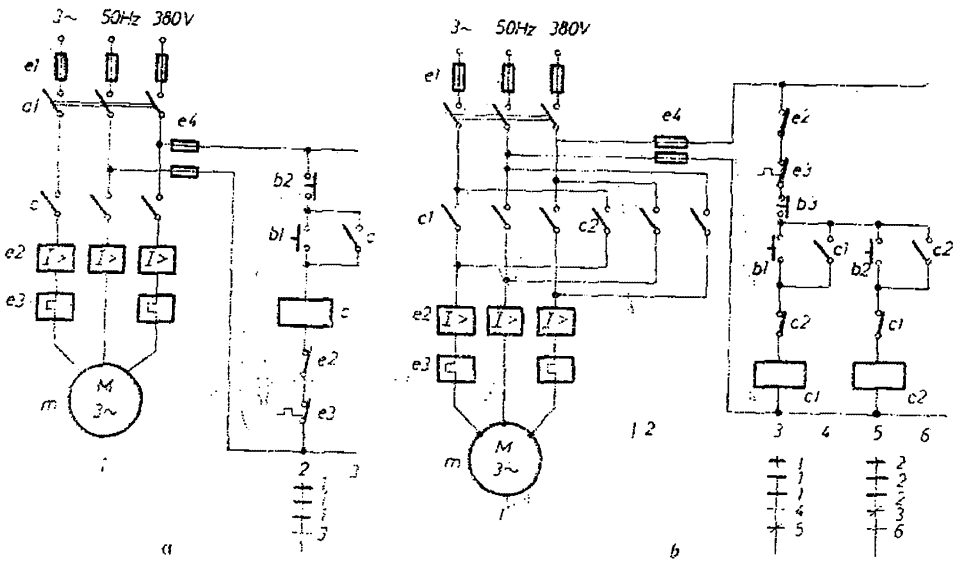


Fig. 5.42

motorul împotriva scurtcircuitelor, iar releele termice *e3* protejează motorul la supracurenți moderați, dar de durată. Motorul mai este protejat la supracurenți și de siguranțele fuzibile *e1*. Motorul se oprește după dorință prin acționarea butonului *b2*, care întrerupe alimentarea bobinei contactorului *c*.

Pentru pornirea în ambele sensuri, în comparație cu schema precedentă mai apare un contactor (fig. 5.42, *b*) pentru celălalt sens de funcționare și o interblocare a contactoarelor, pentru evitarea unor comenzi greșite care ar putea duce la închiderea simultană a contactelor principale (de forță) *c1* și *c2* și deci la scurtcircuitarea rețelei de alimentare).

Dacă sînt necesare mai multe puncte de comandă a pornirii și opririi, amplasate în diferite locuri, butoanele de oprire se conectează în serie, iar butoanele de pornire în paralel.

5.6.2. Pornirea stea-triunghi

Această metodă de pornire indirectă se aplică numai motoarelor cu conexiune statorică triunghi și constă în aplicarea tensiunilor nominale înfășurării trifazate statorice, conectată inițial în stea. La atingerea unei viteze de circa 90—95% din cea de sincronism, înfășurarea trifazată statorică se comută în triunghi. Comutarea poate avea loc manual (fig. 5.43, *a*), folosindu-se comutatoare stea — triunghi ori controlere sau automat ; în ultima ipoteză se utilizează contactoare și relee de timp. La noi în țară se fabrică, comutatoare stea-triunghi manuale și automate, de curenți nominali de 25, 63, 100, 200 A, în ulei sau aer, cu maximum 30 conectări pe oră.

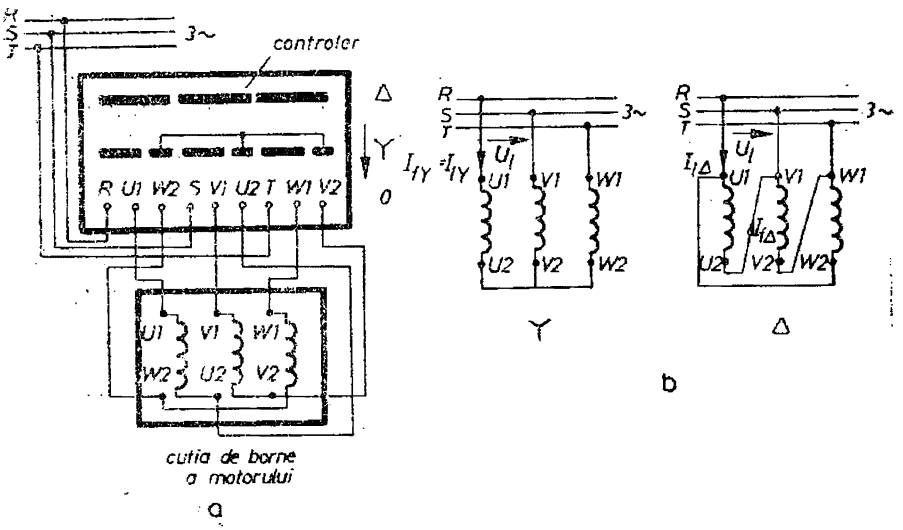


Fig. 5.43

Curentul se micşorează la pornirea în stea de trei ori faţă de curentul din cazul pornirii directe cu înfăşurarea statorică conectată în triunghi. Cu notaţiile din figura 5.43, *b*, curentul efectiv de linie de regim staţionar, cînd conexiunea în stator este în stea, are expresia :

$$I_{1Y} = \frac{U_1}{\sqrt{3}Z_f}.$$

În cazul conexiunii în triunghi, curentul de linie absorbit este

$$I_{1\Delta} = \sqrt{3}\,\frac{U_1}{Z_f},$$

verificîndu-se faptul că

$$\frac{I_{1Y}}{I_{1\Delta}} = \frac{1}{3}.$$

În relaţiile anterioare Z_f semnifică impedanţa echivalentă pe fază la $s = 1$ a motorului.

Deoarece tensiunile de fază scad de $\sqrt{3}$ ori la legarea în stea, cuplul electromagnetic de pornire scade de trei ori faţă de cel corespunzător pornirii directe cu înfăşurarea statorică conectată în triunghi (se ştie că acest cuplu este proporţional cu pătratul tensiunii statorice de fază). Inconvenientul menţionat limitează aplicarea pornirii stea-triunghi numai acolo unde pornirea se face în gol sau cu un cuplu static rezistent redus, excluzîndu-se pornirile în plină sarcină cu acest procedeu.

La comutarea în triunghi au loc salturi de curenţi şi de cuplu, motorul trecînd pe altă caracteristică mecanică de funcţionare (fig. 5.44). Nerespectarea atingerii vitezei de rotaţie de circa 90—95% din viteza de sincronism, la trecerea din stea în triunghi, face să apară salturi de curent şi de cuplu apropiate de cele realizate la pornirea directă în triunghi, ceea ce anulează avantajele specifice acestui procedeu de pornire.

Dacă după efectuarea pornirii stea-triunghi apar sarcini reduse în funcţionarea motorului, mai mici de 1/3 din valoarea nominală, statorul poate fi comutat din nou în stea. În acest mod scade curentul absorbit, factorul de putere şi randamentul îmbunătăţindu-se ; se realizează astfel reducerea pierderilor de energie.

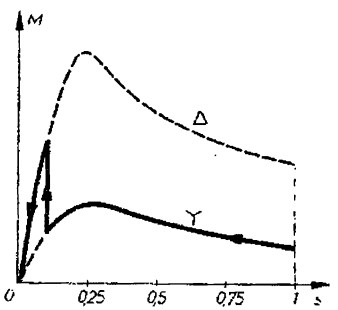


Fig. 5.44

Pornirea stea-triunghi poate fi aplicată numai motoarelor asincrone a căror înfăşurare statorică are accesibile toate cele şase borne, avînd tensiunea statorică de fază egală cu tensiunea de linie de alimentare.

În reţeaua de distribuţie de joasă tensiune de 220/380 V de care dispunem în R.S. România, dacă pe plăcuţa indicatoare a motorului este scris 220/380 V, Δ/Y, motorul nu poate fi pornit în stea-triunghi. Într-adevăr, tensiunea

statorică nominală pe fază este de 220 V și nu 380 V, cît ar fi tensiunea ce s-ar aplica pe fază la conexiunea în triunghi a înfășurării statorului. Motorul s-ar arde foarte repede, datorită unei tensiuni mai mari cu 73% față de tensiunea nominală de fază. Pe plăcuța indicatoare a motorului trebuie să existe mențiunea 380/660 V, Δ/Y, motorul comandîndu-se ca atare.

Pornirea stea-triunghi se utilizează la motoarele asincrone în scurtcircuit de putere nominală mică, de regulă 3—10 kW, 220 V pe fază statorică, 5,5—14 kW, 380 V pe fază statorică. Cu acordul întreprinderii furnizoare de energie electrică, acest procedeu de pornire poate fi însă aplicat și la motoare de putere nominală *mai ridicată*.

5.6.3. Pornirea cu ajutorul unor bobine de inducție sau rezistoare introduse în circuitul statoric

Micșorarea tensiunii la bornele motorului în *primele clipe ale pornirii* se poate realiza prin înserierea cu înfășurarea statorică a unor bobine de inducție sau rezistoare de impedanțe convenabile pentru reducerea *curentului* de pornire. Să notăm cu I_{pd} curentul de linie din rețea la pornirea directă și cu I_{pr} noul curent de linie în rețea cînd se înseriază în circuitul statoric elementele susamintite. Fie

$$I_{pr} = \frac{I_{pd}}{k_B}, \tag{5.83}$$

$k_B > 1$ fiind *coeficientul* de reducere a curentului natural de pornire.

Dacă se face ipoteza simplificatoare că $I_1 \approx I_2'$, atunci cuplul de pornire M_{pr} realizat la înserierea impedanțelor în stator va fi

$$M_{pr} = \frac{3R_2'I_{pr}^2}{\Omega_1} = \frac{3R_2'I_{pd}^2}{\Omega_1}\frac{1}{k_B^2} = \frac{M_{pd}}{k_B^2}, \tag{5.84}$$

în care M_{pd} este cuplul de pornire directă.

Precum se remarcă imediat, o micșorare de k_B ori a curentului de pornire conduce la o micșorare de k_B^2 ori a *cuplului de pornire*, din care cauză această metodă se poate aplica la pornirea în gol sau numai în cazurile cînd problema valorii cuplului de pornire nu are importanță.

După ce motorul a *pornit*, menținerea bobinelor de inducție sau a rezistențelor în circuitul statoric nu se mai justifică și acestea sînt scoase din funcțiune.

În figura 5.45 se prezintă schema principială de comandă automatizată a pornirii unui motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit de putere medie cu ajutorul unor bobine de *inducție (reactoare)* înseriate în fazele statorului. Prin acționarea butonului de pornire *b1*, contactorul *c1* anclan-

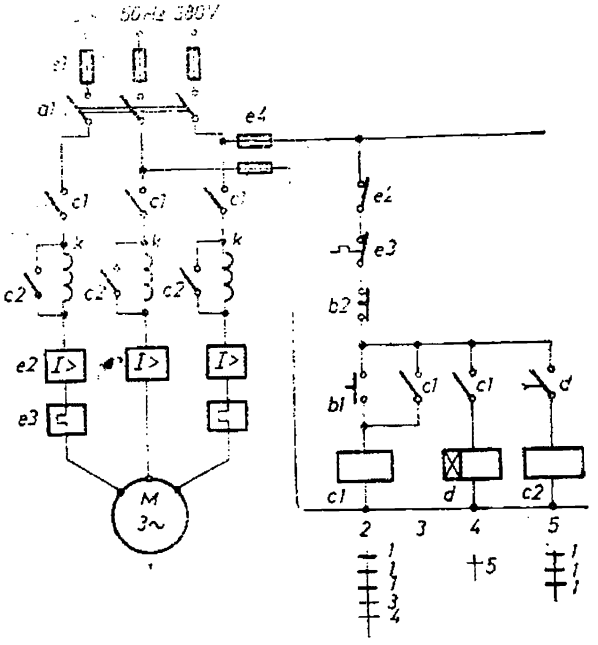


Fig. 5.45

șează și statorul motorului este alimentat prin intermediul bobinelor *k* (anterior se închide întreruptorul *a1*). Prin contactul auxiliar nominal deschis *c1* din circuitul *4* este pusă sub tensiune bobina releului de timp *d*. Acest releu își închide cu temporizare contactul din circuitul *5* și astfel contactorul *c2* scurtcircuitează bobinele *k*, scoțîndu-le din funcțiune.

5.6.4. Pornirea cu ajutorul unui autotransformator

Recurgînd la un autotransformator trifazat coborîtor, se poate alimenta înfășurarea statorică a motorului asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit cu tensiuni mai scăzute (fig. 5.46).

Pornirea cu autotransformator are loc în felul următor, dacă se folosește o singură treaptă de tensiune redusă : inițial contactele normal deschise *c1* și *c2* sînt deschise ca și întreruptorul *a*. După închiderea contactelor *c1* se comandă închiderea întreruptorului *a*. În acest fel autotransformatorul *m2* alimentează motorul *m1* cu o tensiune redusă. Cînd motorul a accelerat pînă aproape de viteza de sincronism, se desface punctul neutru al autotransformatorului, închizîndu-se imediat apoi contactele *c2*. În acest fel, în mersul

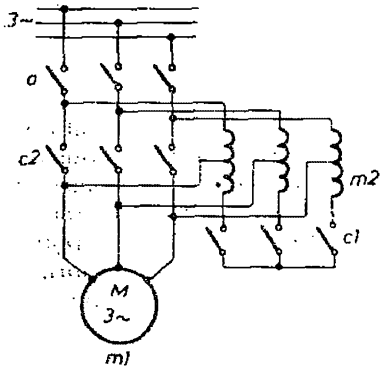


Fig. 5.46

normal autotransformatorul este scos din funcțiune. Pentru aceste modificări de legături se pot întrebuința controlere; schema este susceptibilă de automatizare, utilizînd contactoare și relee de timp.

Schema cu autotransformator, deși mai scumpă decît schema cu bobina de inducție sau rezistențe, este mai avantajoasă din punct de vedere tehnic și se utilizează la puteri mai mari. Într-adevăr, fie U_{1N} tensiunea nominală a rețelei și a motorului (pe fază) și U_{1m} tensiunea la ieșirea autotransformatorului și la intrarea motorului în decursul pornirii, cu

$$U_{1m} = \frac{U_{1N}}{k_A},$$

k_A fiind raportul de transformare al autotransformatorului.

Curentul absorbit pe fază se motor va fi

$$I_{1m} = \frac{U_{1m}}{Z_f} = \frac{1}{k_A}\,\frac{U_{1N}}{Z_f} = \frac{I_{pd}}{k_A},$$

în care Z_f este impedanța echivalentă pe fază a motorului la $s = 1$. Curentul pe fază la intrarea autotransformatorului va fi de k_A ori mai mic decît curentul la ieșire (autotransformatorul reduce de k_A tensiunea și crește de k_A ori curentul). Deci:

$$I_{pr} = \frac{I_{1m}}{k_A} = \frac{I_{pd}}{k_A^2}. \tag{5.85}$$

Pe de altă parte, cuplul de pornire va fi

$$M_{pr} = M_{pd}\left(\frac{U_{1m}}{U_{1N}}\right)^2 = \frac{M_{pd}}{k_A^2}. \tag{5.86}$$

Așadar, la pornirea cu autotransformator cuplul se reduce de k_A^2 ori în comparație cu cuplul natural de pornire și în mod similar și curentul de pornire. Compararea formulelor (5.85) și (5.86) cu (5.83) și (5.84) demonstrează avantajul autotransformatorului; la aceeași reducere a cuplului, la pornirea cu autotransformator curentul înregistrează o reducere mai importantă decît la pornirea cu bobine sau rezistențe. De exemplu, pentru $M_{pr} = 0{,}5\ M_{pd}$, la pornirea cu autotransformator $I_{pr} = 0{,}5\ I_{pd}$, iar la pornirea cu bobine sau rezistențe, $I_{pr} = 0{,}7\ I_{pd}$.

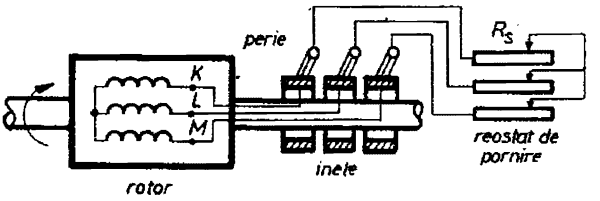
5.6.5. Pornirea motoarelor asincrone trifazate cu rotor bobinat

Toate metodele de pornire indirectă a motorului asincron prezintă inconvenientul reducerii cuplului de pornire simultan cu reducerea curentului de pornire. Din această cauză aceste metode sînt improprii pentru pornirea în plină sarcină, la pornirile grele fiind pur şi simplu neaplicabile. Motorul asincron cu rotorul bobinat (cu inele) se porneşte intervenindu-se în circuitul rotoric, obţinîndu-se cupluri mari de pornire cu curenţi moderaţi de pornire. Acest tip de motor este singurul adecvat pornirilor grele, precum şi puterilor mari de mii de kilowaţi.

Metoda cea mai eficace de pornire a motoarelor cu rotor bobinat este aceea a introducerii în serie cu înfăşurările de fază ale rotorului a unor rezistenţe reglabile suplimentare prin intermediul inelelor colectoare şi ale periilor (fig. 5.47). Dacă s-ar introduce inductivităţi, atunci, odată cu micşorarea curentului I_2 (şi deci şi a curentului I_1), s-ar micşora şi cuplul de pornire, fiindcă unghiul de defazaj între $\underline{E}_{\mu 2}$ şi $\underline{I}_2$ ar creşte. Prin conectarea unor rezistenţe suplimentare, unghiul scade şi deşi curentul I_2 scade şi el ,cuplul ar putea să crească.

Într-adevăr, aşa se întîmplă în realitate. Este ştiut că valoarea cuplului maxim M_m dezvoltat de motor nu depinde de rezistenţa circuitului rotoric, în schimb alunecarea corespunzătoare s_m este proporţională cu rezistenţa circuitului rotoric. Curbele $M = f(s)$ pentru diferite rezistenţe suplimentare R_s conectate în fazele rotorului sînt indicate în figura 5.48. Ele ne arată că pe măsură ce rezistenţa R_s este mai mare, maximul cuplajului se deplasează

Fig. 5.47



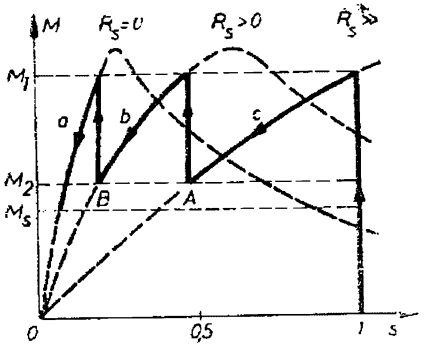


Fig. 5.48

spre alunecări mai mari. Se poate chiar alege o anumită rezistență R_s, pentru care, la pornire ($s = 1$), cuplul să fie sensibil mai mare decît cuplul rezistent (curba c în figura 5.48).

Procesul pornirii are loc în felul următor. Să presupunem că în primul moment al pornirii rezistența suplimentară este mare, asigurînd un cuplu M_1 de pornire mai mare decît cel rezistent M_r. Rotorul începe să se accelereze și alunecarea scade. Cuplul dezvoltat de motor scade conform curbei c pînă la o anumită valoare M_2 corespunzătoare punctului A, cînd intervenim și micșorăm rezistența R_s. Punctul de funcționare sare pe noua caracteristică b corespunzătoare noii valori M_1 a rezistenței R_s. Rotorul este solicitat din nou de un cuplu electromagnetic sensibil mai mare decît cuplul rezistent, accelerarea crește din nou și alunecarea scade. Punctul de funcționare se deplasează spre alunecări mai mici pe caracteristica b, cuplul electromagnetic scăzînd treptat. În punctul B, intervenim din nou și micșorăm rezistența exterioară la zero, așa încît de aici înainte punctul de funcționare se deplasează pe caracteristica naturală a. Cuplul activ dezvoltat de motor crește brusc, mărind accelerația motorului din nou. Apoi el scade treptat, conform caracteristicii a, pînă la valoarea $M = M_r$, cînd accelerația devine nulă și procesul tranzitoriu de pornire ia sfîrșit. Prin urmare, rezistența reglabilă R_s se manevrează în timpul pornirii pentru a se asigura un cuplu mediu suficient de ridicat, pentru ca pornirea să dureze timp scurt. În funcționarea normală $R_s = 0$, încît randamentul motorului nu este afectat cu nimic.

Această metodă conduce deci la un cuplu de pornire ridicat și la un curent de pornire micșorat corespunzător. Reostatele reglabile R_s sînt construite de obicei pe bază de rezistențe metalice (uneori cu ulei de răcire) sau rezistențe lichide (plăci metalice care se introduc mai mult sau mai puțin într-o baie de apă). Uneori, pornirea se face în trepte cu ajutorul unor contactoare (fig. 5.49) comandate automat cu ajutorul unor relee de timp sau curent sau cu ajutorul unor controlere.

Pentru exemplificare, în figura 5.49 s-a redat schema electrică pentru comanda automatizată a pornirii cu două trepte de rezistență și relee de curent.

Prin apăsarea butonului *b1* (întreruptorul *a1* închis) anclanșează contactorul *c1*, care conectează statorul motorului *m* la rețea. Motorul pornește avînd introduse în circuitul rotoric rezistențele *r1* și *r2*. Odată cu anclanșarea contactorului *c1* este pusă sub tensiune și bobina releului de blocare *d1*. Timpul de acționare al releului *d1* este superior celui al releului de accelerare *d3* (contactul normal închis *d3* din circuitul *6* se va deschide înaintea închiderii contactului normal deschis *d1* din circuitul *5*). În acest mod este blocată funcționarea contactorului *c2* în timpul creșterii curentului de la zero la valoarea maximă I_1. Pe măsura accelerării motorului, curentul rotoric scade. La valoarea minimă I_2 a acestui curent, releul de curent *d3* din circuitul *1* declanșează și pune sub tensiune bobina contactorului *c2* din circuitul *6*. Prin contactele sale din circuitul *1*, contactorul *c2* scurtcircuitează rezistorul *r1* și pune sub tensiune releul de blocare *d2*. Curentul rotoric crește din nou la valoarea maximă și va scădea apoi spre valoarea minimă. Releul de

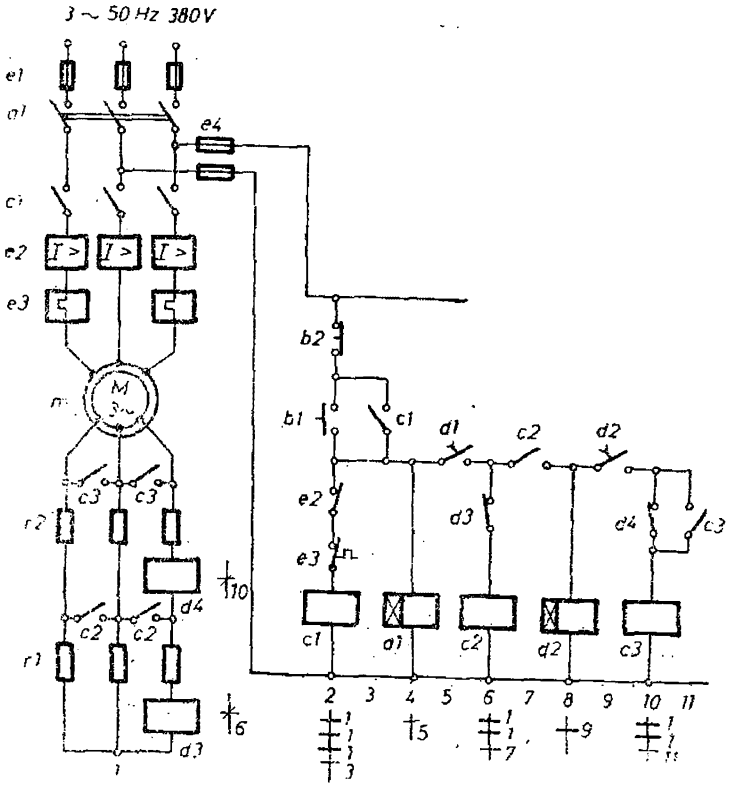


Fig. 5.49

accelerare *d4* deschide contactul său normal închis din circuitul *10*, înainte de închiderea contactului de blocare *d2*. La atingerea curentului de comutație I_2 declanșează releul *d4*, care pune sub tensiune bobina contactorului *c3* din circuitul *10*. Contactorul *c3* scurtcircuitează rezistorul *r2* și astfel pornirea este terminată. Evident că schema poate fi extinsă și pentru un număr mai mare de trepte rotorice de rezistențe de pornire.

5.7. Utilizarea mașinii asincrone trifazate pentru frînare în acționările electrice

Regimul de frînă propriu-zisă al mașinii asincone a fost studiat în § 5.4.3. S-a arătat acolo că acest regim se realizează pentru alunecări pozitive supraunitare

$$s = \frac{\Omega_1 + \Omega_2}{\Omega_1} > 1,$$

adică pentru viteze rotorice Ω_2 de sens potrivnic celui al cîmpului învîrtitor statoric. În aceste condiții, mașina primește putere mecanică pe la arbore și putere electrică din rețeaua trifazată de alimentare și le transformă în timp în căldură, îndeosebi în circuitul rotoric. În același timp, mașina dezvoltă un cuplu electromagnetic în sensul cîmpului învîrtitor statoric, adică în sens invers celui de rotație. Acest cuplu reprezintă deci un cuplu rezistent, de frînare.

În sistemele de acționări electrice pentru frînare se utilizează și regimul energetic de generator al mașinii asincrone, în care caz se dezvoltă de asemenea un cuplu electromagnetic rezistent.

În cele ce urmează vom analiza diferitele moduri de utilizare a mașinii asincrone trifazate pentru a frîna un sistem de acționare.

5.7.1. Frînarea în regim de frînă propriu-zisă

În acționările electrice, regimul de frînă propriu-zisă se utilizează în două variante, pornind de la regimul de bază de motor:

— prin variația unor rezistențe înseriate în fazele rotorului, trecerea la regimul de frînă făcîndu-se prin inversarea sensului de rotație la succesiune dată a fazelor statorului;

— prin inversarea sensului succesiunii fazelor statorului și înserierea în circuitul rotoric a unor rezistențe la același sens de rotație.

Frînarea propriu-zisă prin inversarea sensului de rotație. Să considerăm un motor asincron de macara care ridică o greutate G dată. Macaraua dezvoltă un cuplu rezistent egal cu greutatea G înmulțită cu brațul de pîrghie. Cuplul de sarcină M_s este constant ca mărime și sens.

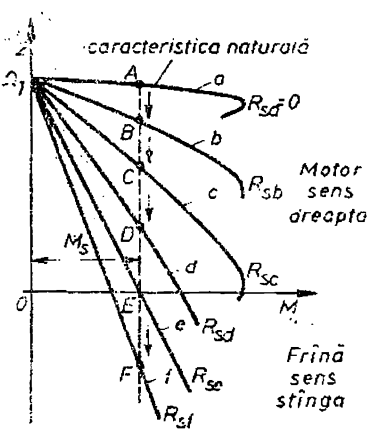


Fig. 5.50

Să trasăm o diagramă (fig. 5.50) caracteristicile mecanice $\Omega_2 = f(M)$ ale mașinii asincrone pentru diferite rezistențe R_s introduse în circuitul rotoric al mașinii, curba a fiind caracteristica naturală (pentru $R_s = 0$).

Să presupunem că motorul funcționează în regim stabil de viteză în punctul A (fig. 5.50) cu un cuplu rezistent M_s. La regim stabil de viteză, acest cuplu rezistent este egal cu cuplul activ, care este chiar cuplul electromagnetic M al motorului asincron ($M_s = M$). Dacă nu am introdus nici o rezistență în circuitul rotorului, motorul funcționează în regim stabil de viteză, cu o viteză Ω_2 foarte apropiată de viteza de sincronism Ω_1. Cu cît introducem o rezis-

tență mai mare în circuitul rotoric, cu atît funcționarea se face pe o caracteristică mai scăzută, deci la același cuplu rezistent M_r cu o viteză mai coborîtă. Punctele de funcționare sînt succesiv B, C, D. Realizăm astfel prin introducerea de rezistențe în circuitul rotoric o scădere a vitezei la cuplu constant.

Dacă valoarea rezistenței introduse în circuitul rotoric este astfel aleasă încît la cuplul rezistent dat M_r viteza Ω_2 a motorului să fie nulă (curba e, punctul de funcționare E), am oprit motorul, adică el rămîne în repaus, greutatea rămîne pe loc.

În punctul de funcționare E, de pe caracteristica mecanică e, mașina asincronă studiată nu este nici motor, nici frînă propriu-zisă, aflîndu-se la granița de separație dintre cele două regimuri. Mașina primește putere electrică de la rețea, putere care se transformă în timp în căldură, îndeosebi în rezistența suplimentară R_s. Mașina nu dezvoltă putere mecanică, deoarece $\Omega_2 = 0$.

Pentru a coborî greutatea, deci pentru a inversa sensul de rotație al mașinii asincrone față de regimul de motor, trebuie conectată o rezistență și mai mare R_s, punctul de funcționare trecînd în F pe o nouă caracteristică mecanică (notată f) în zona vitezelor Ω_2 negative (cadranul al patrulea al planului Ω_2, M). Variindu-se în continuare rezistența R_s, se poate modifica viteza de coborîre a greutății. În această ultimă situație, cu punct de funcționare în cadranul al patrulea, mașina asincronă lucrează în regim de frînă propriu-zisă, așa cum se poate verifica imediat pe baza celor prezentate în § 5.4.3. Mașina primește putere mecanică pe la arbore pe baza scăderii în timp a energiei potențiale a greutății în cîmpul gravific al Pămîntului. Mașina absoarbe simultan și putere electrică de la rețeaua electrică trifazată de alimentare. Puterea totală absorbită este transformată prin efect Joule în timp în căldură în cea mai mare parte în rezistența R_s din exteriorul mașinii. Se dezvoltă un cuplu electromagnetic de același sens cu cel din regimul de motor, numai că de data aceasta cuplul este rezistent, de frînare, opunîndu-se cuplului activ dezvoltat de forțele gravitației.

Metoda aceasta de frînare este mai întîi neeconomică din cauza consumului de energie în rezistența circuitului rotoric, apoi la o rezistență R_s ceva mai ridicată și la sarcini mai mari viteza la coborîre crește foarte repede, așa că este greu a se obține o viteză bine determinată. Funcționarea în repaus la $\Omega_2 = 0$ poate deveni instabilă, adică la o mică variație a rezistenței rotorice în jurul valorii R_s putem avea oscilații nedorite în jurul poziției de repaus. S-au găsit mijloace de amortizare ale acestor oscilații și pentru a mări viteza de cădere a greutății, dar ele complică și scumpesc instalația.

În orice caz, această metodă este net superioară metodei de frînare mecanică (prin frecările unor saboți pe un tambur).

Frînarea propriu-zisă prin inversarea sensului succesiunii fazelor se folosește în numeroase acționări electrice, în care se pune problema opririi rapide a instalației mecanice antrenate de o mașină asincronă cu rotor bobinat. În acest scop, după ce mașina a funcționat ca motor într-un anumit sens de rotație, se inversează legăturile a două faze statorice la rețeaua de alimentare și simultan se intercalează la fazele rotorice rezistențe suplimentare R_s

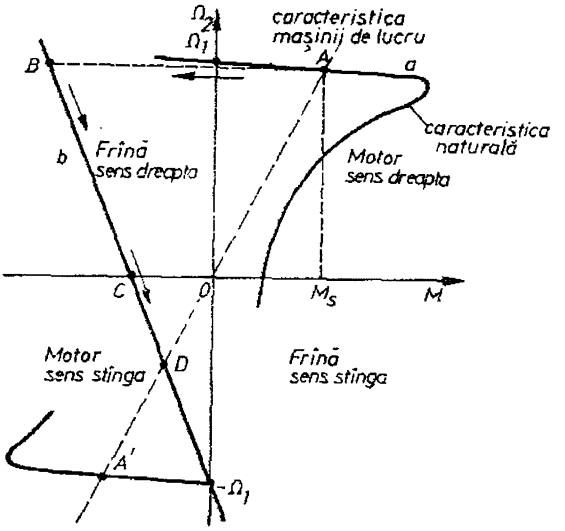


Fig. 5.51

convenabile. Sensul cîmpului învîrtitor se schimbă, sensul rotației rămînînd același. Mașina intră în regim de frînă propriu-zisă pînă cînd viteza devine nulă, ca apoi în continuare să revină din nou în regim de motor, dar cu sens invers de rotație.

În regim inițial de motor cu sens dreapta de rotație, la un sens dat de succesiune a fazelor statorice și $R_s = 0$, punctul de funcționare este A, pe caracteristica naturală a din figura 5.51. La un moment dat, fiind nevoie de a se frîna întreaga instalație mecanică, se inversează succesiunea fazelor statorice și se înseriază rezistențele R_s în fazele rotorice. Noua caracteristică mecanică de funcționare a mașinii este notată în figura 5.51 cu b. Punctul de funcționare sare brusc din poziția A în poziția B pe noua caracteristică mecanică (în cadranul al doilea al planului Ω_2, M), la aceeași viteză de rotație la care se învîrtește mașina în momentul inversării succesiunii fazelor.

În noul punct de funcționare B, mașina lucrează în regim de frînă propriu-zisă pentru sensul dreapta de rotație. Într-adevăr, ea absoarbe putere electrică de la rețeaua de alimentare și, în același timp, absoarbe putere mecanică pe la arbore pe seama micșorării energiei cinetice a instalației mecanice. Toată această putere se transformă în timp în căldură. Cuplul electromagnetic dezvoltat de mașină în punctul B este de sens invers de cel corespunzător punctului A și acționează în sens contrar cuplului de inerție al maselor în mișcare ale instalației. Acest bilanț de puteri corespunde întocmai celui descris în § 5.4.3. pentru regimul de frînă propriu-zisă.

Modul acesta de frînare cu ajutorul unei mașini asincone este cunoscut și sub denumirea de *frînare prin legături inverse* sau *contracurent*, deși el nu se deosebește cu nimic de regimul de frînă propriu-zisă.

Dacă în situația analizată mai înainte se lasă mașina să funcționeze conform caracteristicii *b* din figura 5.51, atunci instalația se frînează și viteza se micșorează treptat și la un moment dat instalația se oprește (punctul *C*), după care mașina o accelerează în sensul stînga. Mașina asincronă devine motor pentru sensul stînga (cadranul al treilea al planului Ω_2, *M*), funcționînd în punctul *D*, dacă caracteristica mașinii de lucru corespunde unor frecări vîscoase, cum s-a presupus în figura 5.51.

Să observăm că, după ce s-a făcut schimbarea succesiunii fazelor pe o anumită caracteristică mecanică *b* a mașinii, în cursul procesului tranzitoriu putem să modificăm regimul de frînare sau de accelerare în sens stînga, trecînd pe alte caracterisitici prin modificarea rezistențelor R_s.

5.7.2. Frînarea în regim de generator cu recuperarea energiei

Să presupunem că o locomotivă electrică înzestrată cu motor asincron trifazat are de urcat o anumită rampă, trebuie să învingă cuplul rezistent produs la roți de forțele gravitației și de frecări. Atît timp cît urcă, mașina funcționează în regim de motor, punctul de funcționare fiind, de exemplu, *A* pe caracteristica naturală (fig. 5.52). Pe măsură ce locomotiva se apropie de sfîrșitul urcușului, cuplul rezistent scade, și o dată cu el și cuplul activ *M*. Punctul de funcționare se deplasează pe caracteristica naturală (fig. 5.52) spre cuplurile mai reduse, viteza crescînd ușor și apropiindu-se de viteza Ω_1 de sincronism.

Odată terminat urcușul, locomotiva ajunge pe un teren orizontal și apoi se înscrie pe pantă (la vale). La început forțele gravitaționale, care secționează acum ca forțe active, pot învinge la un moment dat forțele frecării, iar cuplul dezvoltat de mașină devine nul. În această situație, $\Omega_2 = \Omega_1$, punctul de funcționare ajungînd în poziția *B* (fig. 5.52). Mașina asincronă încetează a mai fi motor, dar continuă să se rotească în același sens ca mai înainte.

Dacă panta traseului se accentuează, cuplul activ produs asupra arborelui mașinii cuplate mecanic cu roțile locomotivei se mărește și locomotiva se accelerează. Viteza de rotație Ω_2 depășește viteza de sincronism Ω_1. Dar de data aceasta cuplul electromagnetic dezvoltat de mașina asincronă la viteza $\Omega_2 > \Omega_1$ schimbă de semn și devine cuplu de frînare, care se opune accelerării locomotivei și limitează astfel viteza de coborîre. Punctul de funcționare trece în cadranul al doilea al planului Ω_2, *M*.

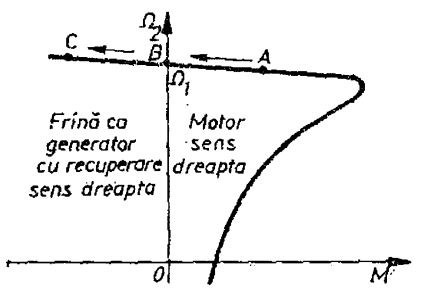


Fig. 5.52

Mașina primește putere mecanică pe la arbore și o transformă în putere electrică transmisă rețelei trifazate. Mașina a devenit generator asincron, alunecarea sa fiind negativă. Puterea mecanică provine din energia potențială a locomo-

tivei în cîmpul gravific, care scade pe măsură ce locomotiva coboară. Mașina asincronă funcționează ca o frînă, dar în regim de generator cu recuperarea energiei.

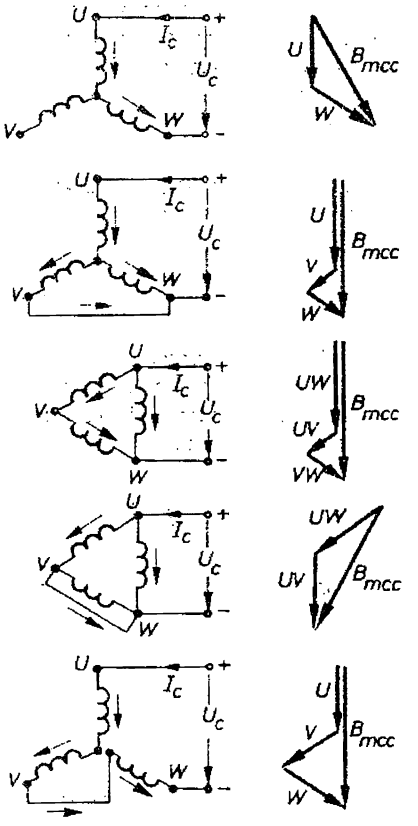


Fig. 5.53

5.7.3. Frînarea în regim de generator fără recuperarea energiei (frînare dinamică)

În cazurile cînd este nevoie de o frînare rapidă a unei instalații mecanice acționate de o mașină asincronă se poate utiliza metoda frînării dinamice. În acest scop se deconectează înfășurarea utilizată a statorului mașinii asincrone de la rețeaua de curent alternativ și se alimentează de la o sursă de curent continuu. Schemele posibile de conectare ale înfășurărilor de fază la sursa de curent continuu sînt prezentate în figurile 5.53, *a*, *b*, *c*, *d*, *e*.

Curentul continuu, parcurgînd fazele statorice, produce la periferia interioară a statorului un cîmp magnetic fix, alternativ în spațiu și constant în timp. Pentru rotorul mașinii asincrone care continuă să se rotească, acest cîmp reprezintă un cîmp învîrtitor, viteza relativă a lui față de rotor fiind evident Ω_2. În fazele rotorului se vor induce t.e.m. care vor produce, la rîndul lor, curenți alternativi. În rezistențele fazelor rotorice, se va consuma prin efect Joule în timp întreaga energie cinetică acumulată de masele în mișcare ale instalației, care se va frîna pînă se va opri.

Rapiditatea frînării depinde de curentul de frînare dezvoltat de mașina care funcționează, evident, în regim de generator trifazat de curent alternativ, fără recuperarea energiei. Acest cuplu este proporțional cu fluxul inductor al statorului și cu valoarea curentului rotoric de fază.

La mașina asincronă cu rotorul cu colivie, variația cuplului de frînare se obține modificînd intensitatea curentului continuu de excitație din stator. La mașina cu rotor bobinat, această variație se poate obține și prin schimbarea rezistențelor R_s înseriate în fazele rotorului pe care debitează generatorul trifazat.

În mod normal, valoarea curentului continuu necesar alimentării fazelor statorului se determină din condiția ca amplitudinea cîmpului magnetic

armonică fundamentală produs de curentul nominal alternativ în funcționarea mașinii asincrone ca motor să fie egală cu amplitudinea cîmpului magnetic armonică fundamentală produs de curentul continuu. Această condiție este echivalentă, cu aproximație, cu condiția aceleiași solicitări termice în cele două situații.

După cum se știe, amplitudinea cîmpului magnetic al înfășurării parcurse de un sistem trifazat, simetric, echilibrat, de curenți alternativi de valoare efectivă este dată de expresia (5.31)

$$B_{m\ ee} = \frac{3\mu_0 w_1 k_{w1} I_1 \sqrt{2}}{\pi p \delta}$$

(ne referim la armonica fundamentală). Amplitudinea cîmpului magnetic fundamental al solenației de curent continuu pentru schema din figura 5.53, *a* (două unde spațiale fixe, produse de înfășurări monofazate străbătute de același curent continuu I_c, dar decalate spațial) este

$$B_{m\ ee} = \frac{4\mu_0 w_1 k_{w1} I_c}{\pi p \delta} \cos \frac{\pi}{6} = \frac{2\mu_0 w_1 k_{w1} I_c \sqrt{3}}{\pi p \delta}.$$

Egalînd expresiile de mai sus, rezultă

$$3 I_1 \sqrt{2} = 2 I_c \sqrt{3},$$

de unde

$$I_c = \sqrt{\frac{3}{2}}\, I_1.$$

Tabelul 5.1

Curentul I_c și tensiunea U_c pentru diferitele scheme de frînare din 5.53

Schema	I_c	U_c
a	$\sqrt{\frac{3}{2}}\, I_1$	$\sqrt{6} R_1 I_1$
b	$\sqrt{2} I_1$	$\frac{3}{\sqrt{2}} R_1 I_1$
c	$\frac{3}{\sqrt{2}} I_1$	$\sqrt{2} R_1 I_1$
d	$\sqrt{6} I_1$	$\sqrt{\frac{3}{2}}\, R_1 I_1$
e	$\frac{3}{2\sqrt{2}} I_1$	$\frac{9}{2\sqrt{2}} R_1 I_1$

Tensiunea continuă necesară producerii acestui curent I_c, care străbate, conform schemei din figura 5.53, *a*, două faze statorice fiecare de rezistență R_1, va fi, evident,

$$U_c = 2 R_1 I_c = \sqrt{6}\, R_1 I_1.$$

În tabelul 5.1 se redau mărimile I_c și U_c pentru diferitele scheme din figura 5.53.

În privința caracteristicilor mecanice care se obțin pentru diferite rezistențe R_s conectate la fazele rotorului, trebuie să ne referim la figura 5.54. Caracteristica *a* este cea naturală în regim de motor. Caracteristica naturală în regim de frînare dinamică este curba *b*. Celelalte caracteristici *c*, *d* sînt pentru pentru diferite rezistențe R_s. La trecerea bruscă din

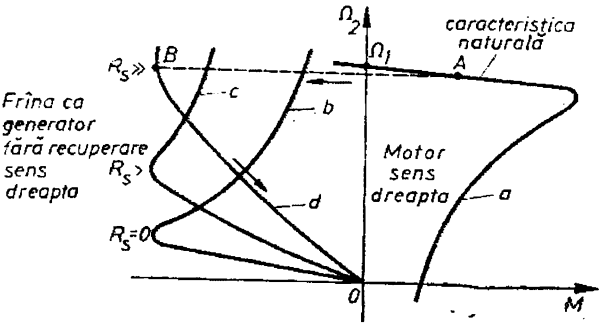


Fig. 5.54

regimul de motor în regimul de frînă ca generator fără recuperarea energiei, punctul de funcționare trece din poziția *A* în poziția *B*, de exemplu, pe caracteristica *d*. Dacă se menține rezistența R_s corespunzătoare acestei caracteristici, atunci instalația se frînează pînă la oprire, punctul de funcționare deplasîndu-se din *B* în *O*.

În figura 5.55 s-a prezentat o schemă electrică pentru comanda automatizată a pornirii și a frînării dinamice a unui motor în scurtcircuit.

Pentru pornire acționăm asupra butonului de pornire *b1* (cu întreruptorul *a1* închis) ; motorul *m1* va fi alimentat prin intermediul contactorului *c1*.

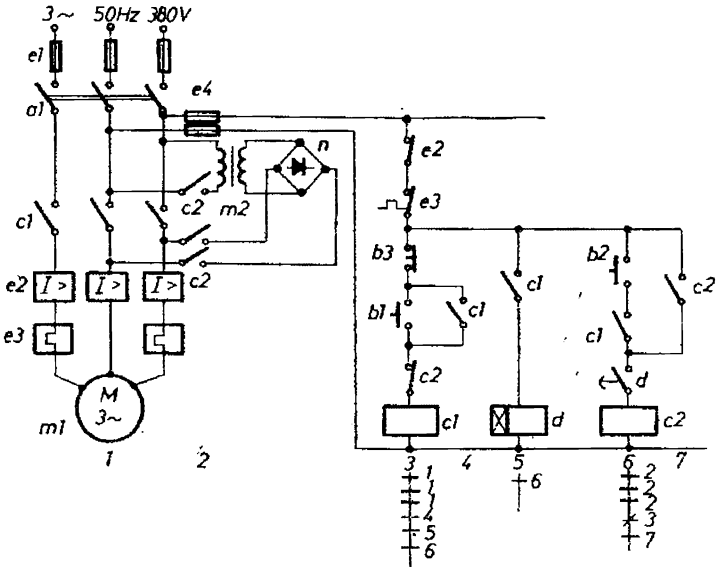


Fig. 5.55

Releul de timp *d* din circuitul *5* anclașează și închide contactul normal deschis cu temporizare la deschidere din circuitul *6*. Pentru oprirea cu frînare dinamică, cu motorul în funcțiune (*c1* anclanșat), acționăm asupra butonului *b2*. Anclanșează *c2*, care scoate de sub tensiune pe *c1*. Motorul este deconectat de la rețea și alimentat pe două faze în stator cu curent continuu de la puntea redresoare *n*. Simultan cu anclanșarea contactorului *c2* releul *d* pierde alimentarea și începe temporizarea de deschidere a contactului său din circuitul *6*. Timpul de deschidere a contactului trebuie să fie ceva mai mare decît timpul de frînare. În acest fel, după terminarea frînării contactorul *c2* este scos de sub tensiune. Pentru oprirea fără frînare dinamică apăsăm pe butonul *b3* și motorul este deconectat de la rețea de către contactorul *c1*.

5.8. Reglarea vitezei motoarelor asincrone trifazate

Motorul asincron este un motor cu caracteristică mecanică dură, ca și motorul derivație de curent continuu. În multe domenii de utilizare se cere motoarelor electrice să-și poată modifica caracteristica mecanică, în limite uneori destul de mari, cu mijloace care să asigure o reglare mai mult sau mai puțin fină și în același timp economică.

Din acest punct de vedere, motoarele asincrone se deosebesc de motoarele de curent continuu, și această deosebire este în avantajul motoarelor de curent continuu, în domeniul puterilor mici și medii și în condiții normale de mediu.

La motorul de curent continuu, variația curentului de excitație constituie un mijloc de reglare ieftin, fin și în largi limite, dacă motorul a fost proiectat și construit în consecință. De asemenea, actualmente cu ajutorul electronicii de putere se poate obține relativ ușor modificarea continuă și pînă în limite largi a tensiunii de alimentare, ceea ce constituie o altă metodă eficientă de reglare a vitezei. Asemenea mijloace lipsesc la motorul asincron, la care se întîmplă că viteza de sincronism (legată invariabil de frecvența rețelei de alimentare) constituie o limită superioară care poate fi depășită numai cu mijloace mai deosebite și mai costisitoare. De aceea, cu toată robustețea, ieftinătatea și ușurința de exploatare pe care o oferă motorul asincron, motorul de curent continuu a rămas stăpîn în domeniile în care se cere o reglare fină și în limite mari, fără complicații sau cheltuieli prea ridicate.

Deosebim la motorul asincron două categorii de metode de reglare, după cum acționarea principală asupra motorului se face fie prin partea statorului, fie pe partea rotorului.

Din prima categorie fac parte următoarele metode de reglare a turației:

— variația tensiunii de alimentare a motorului;
— variația numărului de poli;
— variația frecvenței de alimentare a motorului.

Din a doua categorie avem următoarele metode:

— variația rezistenței circuitului rotorului;

— introducerea în circuitul rotorului a unei tensiuni electromotoare de aceeași frecvență ca și t.e.m. principală indusă de stator.

5.8.1. Reglarea vitezei prin variația tensiunii de alimentare

Tensiunea efectivă U_1 pe fază în stator poate fi variată prin utilizarea unui autotransformator trifazat reglabil (fig. 5.56, *a*). Precum se știe din § 5.5.1, cuplul electromagnetic maxim M_m depinde de pătratul tensiunii aplicate, în timp ce alunecarea critică s_m este independentă de U_1. În consecință, dacă motorul are rotorul în scurtcircuit, se obține familia de caracteristici mecanice în figura 5.56, *b*, parametrul fiind tensiunea U_1. Presupunînd o mașină de lucru cu cuplu constant, rezultă imediat că viteza poate fi variată în limite foarte restrînse, că pe măsură ce U_1 scade, scade și duritatea caracteristicii și, ceea ce este mai grav, cresc pierderile în rotor, iar capacitatea de încărcare scade rapid (prin reducerea cuplului maxim M_m).

Lărgirea domeniului de variație a vitezei se poate realiza la motoare cu rotor bobinat, introducînd rezistențe suplimentare în rotor (fig. 5.56, *c*). În acest caz, alunecarea critică s_m este mărită simțitor, randamentul global al instalației este micșorat și mai mult, în schimb pierderile cele mai importante se produc în rezistențele rotorice exterioare (fig. 5.56, *a*).

Sensul reglării este totdeauna descrescător, deoarece tensiunea U_1 poate fi numai micșorată în raport cu tensiunea nominală U_{1N}. Finețea reglării este mare dacă se întrebuințează un autotransformator cu reglare

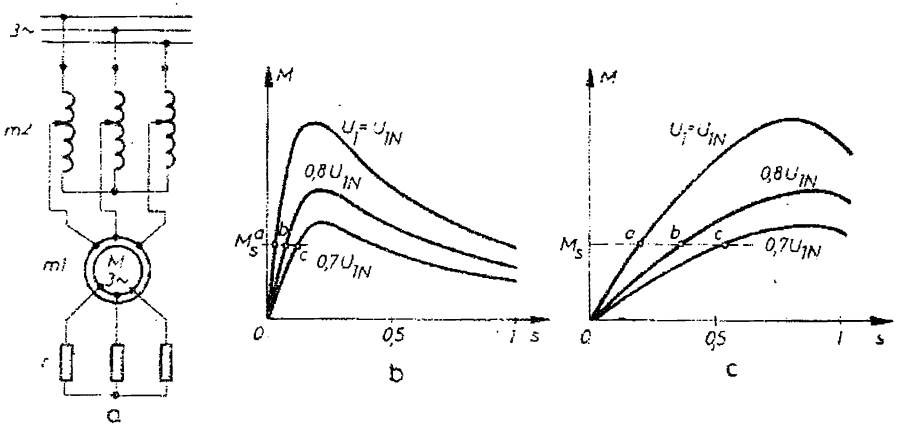


Fig. 5.56

continuă a tensiunii (care este, evident, mult mai scump și ridică probleme în exploatare datorită contactelor glisante). Metoda aceasta de reglare se utilizează numai în servicii intermitente sau de scurtă durată.

5.8.2. Reglarea vitezei prin modificarea numărului de perechi de poli

Viteza unghiulară a motorului asincron este, cu notațiile consacrate și deja introduse,

$$\Omega_r = \Omega_1(1 - s) = \frac{\omega_1}{p}(1 - s) = \frac{2\pi f_1}{p}(1 - s). \qquad (5.87)$$

Modificînd numărul de perechi de poli p, se modifică în trepte viteza de sincronism și deci viteza de rotație a motorului asincron. Schimbarea numărului de perechi de poli se face prin modificări de conexiuni ale înfășurării statorice, care trebuie să fie de execuție specială (Dahlander etc.). Modificarea numărului de perechi de poli ai înfășurării statorice atrage după sine necesitatea schimbării și a numărului de perechi de poli ai înfășurării rotorice, deoarece ambele înfășurări trebuie să aibă același număr de perechi de poli. Din această cauză mașinile cu număr de perechi de poli variabil discret se construiesc cu rotorul în colivie, acesta adaptîndu-se automat la orice număr de perechi de poli ai înfășurării statorice.

Cel mai răspîndit motor asincron care posedă viteze de sincronism diferite este așa-numitul motor asincron cu două viteze, fabricat și la noi în țară. Acest motor este dotat cu o înfășurare statorică executată din cîte două jumătăți pe fiecare fază (pentru faza U cele două jumătăți sînt $U1 - U2$ și $U3 - U4$). Jumătățile de înfășurare de pe fiecare fază pot fi conectate în serie (fig. 5.57, *b*) sau paralel în opoziție (fig. 5.5.8, *b*). La conectarea paralel în opoziție se obține un număr de poli pe jumătate față de conectarea în serie (a se compara spectrele cîmpurilor magnetice de fază schițate în figurile 5.57, *a* și 5.58, *a*).

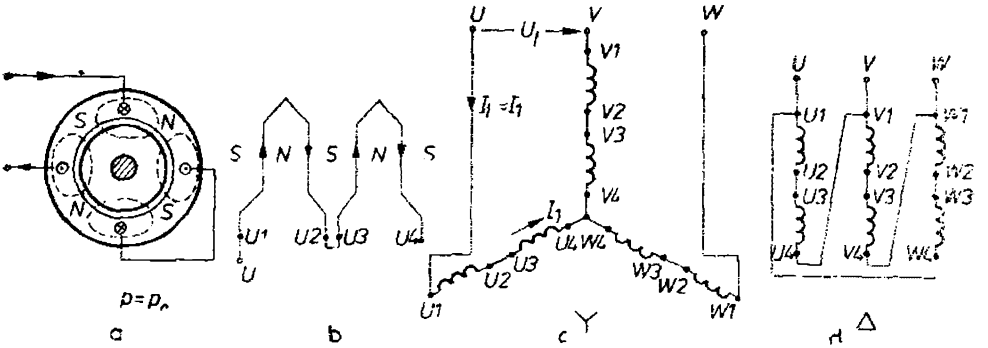
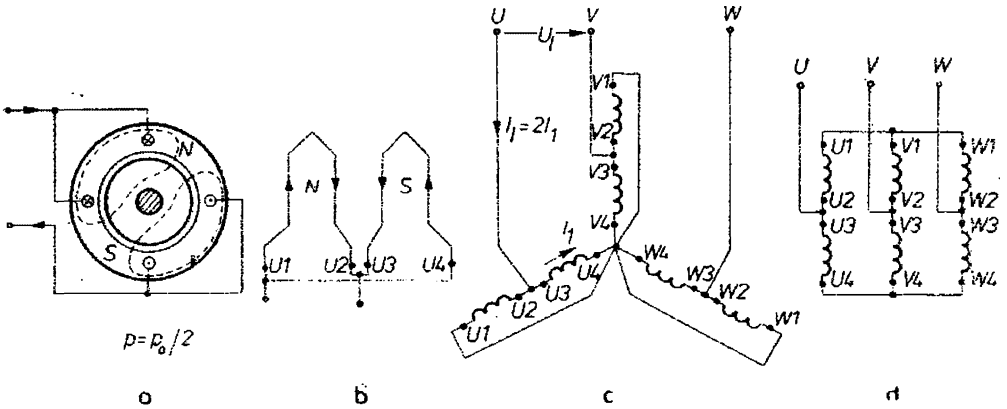


Fig. 5.57



a b c d

Fig. 5.58

De la numărul de perechi de poli p la conexiunea în stea (fig. 5.57, *c*) sau triunghi (fig. 5.57, *d*) cînd cele două jumătăți de înfășurare sînt conectate în serie, se trece la conexiunea dublă stea (fig. 5.58. *c* și *d*) prin legarea în paralel în opoziție a celor două jumătăți de înfășurare. În acest fel numărul de perechi de poli scade la $p/2$, viteza de sincronism dublîndu-se.

Trecerea de la conexiunea stea la conexiunea dublă stea se realizează pentru același curent în înfășurări la cuplu constant. Pentru a demonstra aceasta, să notăm cu I_1 curentul printr-o jumătate de înfășurare a unei faze statorice. Observăm că la conexiunea în stea curentul de linie este $I_l = I_1$, iar pentru conexiunea dublă stea $I_l = 2I_1$. Cu factori de putere egali în cele două montaje, puterea activă $P = \sqrt{3}U_l I_l \cos \varphi_1$ se dublează la conexiunea în dublă stea față de conexiunea în stea. Deoarece numărul de perechi de poli se înjumătățește, viteza se dublează la conexiunea în dublă stea față de conexiunea în stea, astfel încît cuplul dezvoltat rămîne constant. Trecerea de la viteza unghiulară mare la viteză mică are loc printr-un regim de frînare recuperativă (fig. 5.59). Punctul de funcționare staționară $A'(M_s, \Omega_2')$ trece inițial la viteză constantă în punctul B, după care sub influența cuplului de frînare viteza scade. Cînd viteza coboară sub viteza de sincronism corespunzătoare conexiunii în stea, mașina trece din nou în regim de motor și punctul de funcționare ajunge în final în A', dacă cuplul rezistent nu se modifică în cursul acestui proces descris anterior. Trecerea de la conexiunea dublă stea la conexiunea stea se realizează deci printr-un regim tranzitoriu de frînare în regim de generator cu recuperarea energiei.

Trecerea de la conexiunea în triunghi la conexiunea în dublă stea are loc la putere practic constantă. Într-adevăr, presupunînd de asemenea egalitatea factorilor de putere pentru ambele conexiuni, puterea activă preluată de motor de la rețea rămîne aproximativ aceeași, deoarece pentru conexiunea în triunghi (fig. 5.57, *d*) puterea activă este

$$P_1 = \sqrt{3}U_l I_l \cos \varphi = \sqrt{3}U_l \sqrt{3}I_l \cos \varphi = 3U_l I_1 \cos \varphi,$$

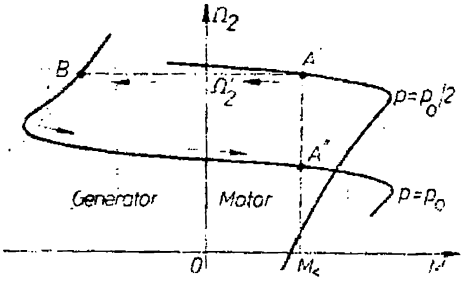


Fig. 5.59

iar pentru conexiunea în dublă stea

$$P_2 = \sqrt{3}U_1 I_1 \cos\varphi = \sqrt{3}U_1 2I_1 \cos\varphi = 2\sqrt{3}U_1 I_1 \cos\varphi.$$

Cum $2\sqrt{3} \approx 3{,}46$ este apropiat valoric de 3, se poate aprecia că $P_1 \approx P_2$.

Pentru executarea comutărilor în schema de conexiuni a înfășurării trifazate statorice se utilizează comutatoare speciale sau contactoare.

Motoarele asincrone trifazate, cu mai mult de două viteze de sincronism, se execută cu o înfășurare comutabilă și una obișnuită, dispuse în aceleași crestături (în cazul a trei viteze distincte de sincronism), sau cu două înfășurări diferite și comutabile (patru viteze). Din cauza dificultăților de execuție practică a înfășurărilor, nu se obțin mai mult de patru viteze.

Reglarea vitezei prin modificarea numărului de perechi de poli este economică, dar nu poate fi realizată decît în trepte. Caracteristicile mecanice sînt rigide pe porțiunile rectilinii ale lor. Dezavantajul acestei metode îl constituie necesitatea uneia sau a mai multor înfășurări speciale în stator, precum și un aparataj de comutație special.

Motoarele asincrone cu modificarea numărului de perechi de poli se utilizează pentru acționarea ascensoarelor de persoane și de materiale, a mașinilor aschietoare, a ventilatoarelor etc.

5.8.3. Reglarea vitezei prin variația frecvenței sursei de alimentare

Din relația (5.87) rezultă imediat că o altă posibilitate de a regla viteza o oferă variația frecvenței f_1 a tensiunilor ce se aplică înfășurării statorice. De la bun început trebuie spus că această metodă implică folosirea unui generator propriu de c.a. sau a unui convertor de frecvență, deoarece rețelele electrice industriale au frecvență constantă (în țara noastră $f_1 = 50$ Hz). Așadar, metoda necesită investiții destul de importante, convertorul fiind în general mult mai scump decît motorul asincron a cărui viteză este reglată.

Reglarea vitezei prin variația frecvenței permite o gamă întinsă de reglare și se poate realiza în mai multe feluri, prezentate în cele ce urmează.

a) **Reglarea vitezei prin menținerea constantă a amplitudinii fluxului statoric.** Ecuația de tensiuni a statorului din sistemul (5.43) se poate scrie sub o altă formă care să permită evidențierea fluxului total înlănțuit cu spirele fazelor statorului (cel util plus cel de dispersie):

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + jX_{\sigma 1}\underline{I}_1 - \underline{E}_{\sigma 1} = R_1 \underline{I}_1 - \underline{E}_1,$$

în care:

$$\underline{E}_1 = \underline{E}_{\mu 1} - jX_{\sigma 12}\underline{I}_1 = \underline{E}_{\mu 1} + \underline{E}_{\sigma 12} = \underline{U}_1 - R_1\underline{I}_1 \tag{5.88}$$

reprezintă t.e.m. totală indusă în stator. Notînd cu ψ_{1m} amplitudinea fluxului total statoric putem scrie

$$E_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_1 \psi_{1m}. \tag{5.89}$$

A impune condiția $\psi_{1m} = \text{const.}$ revine deci a realiza condiția

$$\frac{E_1}{f_1} = \text{const.} \tag{5.90}$$

și înseamnă practic a menține constantă starea de saturație a statorului, independent de frecvența f_1, ceea ce reprezintă un aspect funcțional favorabil.

Așadar, convertorul de frecvență care alimentează motorul trebuie să realizeze pe lîngă frecvența variabilă dorită în scopul modificării vitezei motorului și o astfel de tensiune U_1 la ieșire care să asigure îndeplinirea condiției (5.90), ceea ce reprezintă o complicație în plus (realizabilă însă deplin pe cale electronică, așa cum o să vedem în capitolul 7).

Familia de caracteristici mecanice $\Omega_2 = f(M)$ pentru diferite frecvențe f_1 cu condiția (5.90) rezultă din schema echivalentă din figura (5.31, *a*), în care s-a precizat locul unde intervine t.e.m. totală statorică $\underline{E}_1$. Expresia cuplului electromagnetic în acest caz, cu E_1 ca mărime de intrare, rezultă din expresia generală (5.77) dacă se înlocuiește U_1 cu E_1 și se ia $R_1 = 0$ (și pentru simplificare $c = 1$):

$$M = \frac{3sR_2'E_1^2}{\Omega_1[R_2'^2 + s^2(X_{\sigma 12} + X_{\sigma 21}')^2]}.$$

Cuplul maxim rezultă în mod analog din formula (5.79):

$$M_m = \frac{3E_1^2}{2\Omega_1 (X_{\sigma 12} + X_{\sigma 21}')}. \tag{5.91}$$

Se remarcă imediat că acest cuplu maxim, în condiția $E_1/f_1 = \text{const.}$, este independent de frecvența f_1, căci și numărătorul [conform expresiei (5.89)] și numitorul (și Ω_1 și reactanțele sînt proporționale cu f_1) sînt direct proporționale cu f_1. Se ajunge astfel la rezultatul evidențiat în figura 5.60, *a*, familia de caracteristici mecanice pentru $E_1/f_1 = \text{const.}$ avînd același cuplu maxim, aspect foarte favorabil, deoarece se menține capacitatea de suprasarcină indiferent de viteză.

Condiția $E_1/f_1 = \text{const.}$, deci $\psi_{1m} = \text{const.}$ se menține numai la frecvențe subnominale, $f_1 < f_{1N}$. La frecvențe supranominale, $f_1 > f_{1N}$, nu se mai impune această condiție și se poate utiliza $E_1 = \text{const.}$ În această situație, odată cu creșterea lui f_1 peste valoarea nominală, fluxul statoric se reduce, ceea ce este un rezultat bun. T.e.m. E_1 trebuie oricum limitată și odată cu ea și tensiunea U_1 pentru a nu periclita izolația mașinii și a necesita un convertor cu dispozitive electronice unidirecționale de tensiune ridicată (care sînt sensibil mai scumpe).

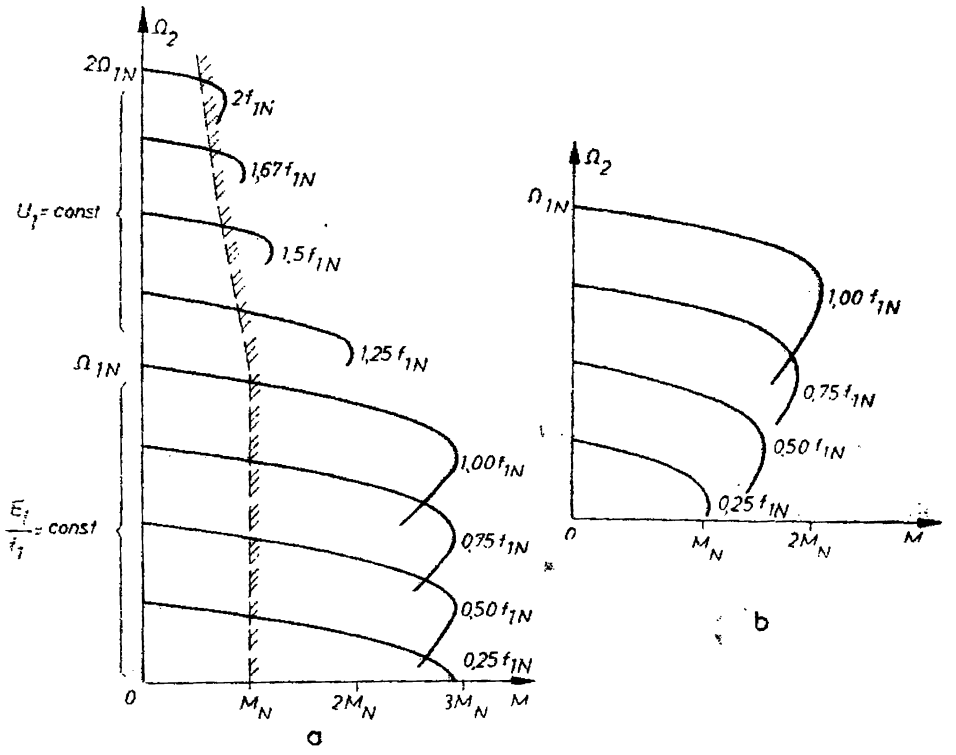


Fig. 5.60

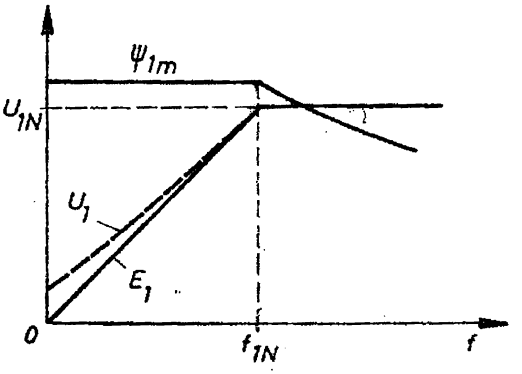


Fig. 5.61

Dependența t.e.m. E_1, a tensiunii la borne U_1 și a amplitudinii fluxului statoric ψ_{1m} cu frecvența sînt prezentate în figura 5.61. La frecvențe joase, cînd $f_1 \to 0$ și t.e.m. $E_1 \to 0$, pentru a se îndeplini condiția la frecvențe subnominale $E_1/f_1 = \text{const}$. Tensiunea la borne U_1 nu va tinde către zero, așa cum arată relația (5.88), deoarece căderea ohmică $R_1 I_1$ nu tinde către zero. La frecvențe ridicate și peste frecvența nominală, căderea ohmică $R_1 I_1$ reprezintă prea puțin în comparație cu U_1 și E_1 și deci $U_1 \approx E_1$.

La frecvențe supranominale, cu $U_1 \approx E_1 = \text{const.}$, cuplul maxim se reduce invers proporțional cu f_1^2, conform relației (5.91). Acest lucru nu constituie un impediment major, pentru că la $\Omega_2 > \Omega_{2N}$ oricum se impune reducerea cuplului la arbore pentru a nu depăși puterea limită din punct de vedere termic. În figura 5.60, *a* s-a haşurat zona de curent nominal depăşit.

Fluxul statoric poate fi măsurat direct și folosit pentru un sistem de reglare automată printr-o bobină-sondă plasată cu deschiderea egală cu un pas polar în crestăturile statorice. Indirect, fluxul statoric poate fi dedus prin măsurarea tensiunii U_1 și a curentului I_1, conform relațiilor (5.88) și (5.89) și apoi prin apelarea la un mijloc de calcul (de exemplu, cu ajutorul unui microprocesor). Dacă la $f_1 < f_{1N}$ s-ar fi menținut condiția mai comodă de realizat $U_1/f_1 = \text{const.}$, atunci s-ar fi obținut familia de caracteristici mecanice din figura 5.60, *b*. Se vede cu ușurință că la frecvențe coborîte s-ar reduce sensibil cuplul maxim dezvoltat, ceea ce reduce gama de reglare a vitezei.

b) **Reglarea vitezei prin menținerea constantă a amplitudinii fluxului util (fluxului din întrefier).** Fluxul total util de amplitudine $\Phi_{\mu m}$ este legat de t.e.m. utilă statorică $E_{\mu 1}$ prin relația (5.36):

$$E_{\mu 1} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_1 w_1 k_{w1} \Phi_{\mu m} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_1 \psi_{\mu m}.$$

Uneori i se spune fluxul din întrefier, fiindcă fluxurile de dispersii ale celor două armături nu traversează întrefierul.

A menține $\psi_{\mu m} = \text{const.}$ înseamnă deci

$$\frac{E_{\mu 1}}{f_1} = \text{const.}$$

Să vedem și în acest caz cum arată familia de caracteristici mecanice pentru diferite frecvențe. Din schema echivalentă (5.31, *a*) rezultă

$$\underline{E}_{\mu 1} = \left(\frac{R_2'}{s} + \mathrm{j} X_{\sigma 21}' \right) \underline{I}_2',$$

ceea ce ne permite a deduce expresia cuplului electromagnetic

$$M = \frac{3 R_2' I_2'^2}{s \Omega_1} = \frac{3 s R_2' E_{\mu 1}^2}{\Omega_1 [R_2'^2 + s^2 X_{\sigma 21}'^2]}.$$

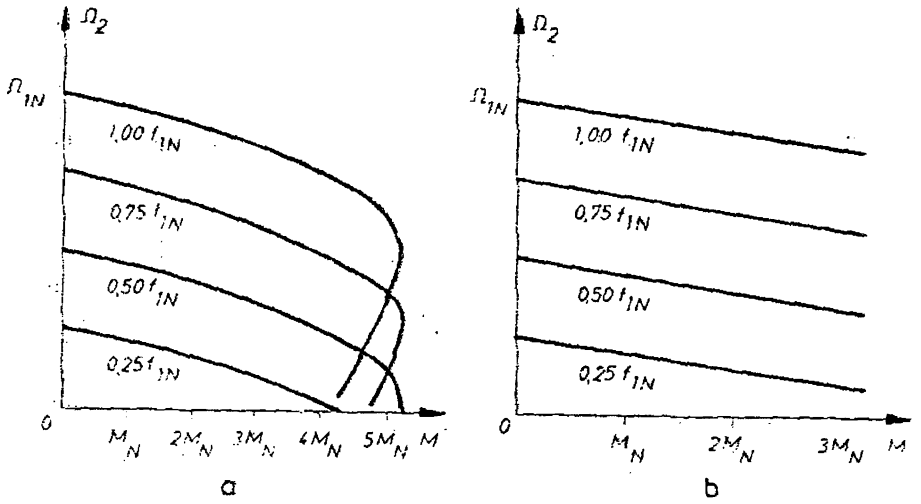


Fig. 5.62

Cuplul maxim rezultă imediat

$$M_m = \frac{3E_{\mu 1}^2}{2\Omega_1 N_{\sigma 1}}.$$

Acest cuplu este sensibil mai mare decît în cazul precedent din formula (5.91) de cam două ori, ceea ce înseamnă că motorul își mărește capacitatea de suprasarcină temporară. Se remarcă și faptul că, în respectarea condiției $E_{\mu 1}/f_1 = \text{const}$, cuplul maxim este același independent de frecvența f_1 (fig. 5.62, *a*).

Și în acest caz nu se depășește $E_{\mu 1N}$ din aceleași motive ca mai înainte. Se obțin cam aceleași caracteristici ca în cazul precedent.

Fluxul ψ_μ se poate măsura direct printr-o bobină-sondă lipită în întrefier pe capetele dinților statorici și având pas diametral.

c) **Reglarea vitezei prin menținerea constantă a amplitudinii fluxului rotoric.** Din ecuația de tensiuni a rotorului din sistemul (5.43′) se poate deduce

$$0 = \frac{R_2'}{s}\underline{I}_2' + \mathrm{j}X_{\sigma 2}'\underline{I}_2' - \underline{E}_{\mu 1} = \frac{R_2'}{s}\underline{I}_2' - \underline{E}_2',$$

în care

$$\underline{E}_2' = \underline{E}_{\mu 1} - \mathrm{j}X_{\sigma 2}'\underline{I}_2' = \frac{R_2'}{s}\underline{I}_2'$$

reprezintă t.e.m. totală indusă în spirele fazelor rotorice. Amplitudinea fluxului total rotoric ψ_{2m} înlănțuit cu spirele rotorice rezultă din egalitatea

$$E_2' = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_1 \psi_{2m} \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}}.$$

Cuplul electromagnetic dezvoltat la $\Psi_{2m} = \text{const.}$ va fi

$$M = \frac{3R_2'I_2'^2}{s\Omega_1} = \frac{3sE_2'^2}{\Omega_1 R_2'} = \frac{3p^2(\Omega_1 - \Omega_2)\Psi_{2m}^2}{2R_2'}\left(\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}}\right)^2,$$

ceea ce conduce la familia de drepte din figura (5.62, *b*). Aceste caracteristici mecanice reamintesc pe cele ale motorului de c.c. cu excitație independentă constantă comandat prin tensiunea rotorică U_A.

De evidențiat faptul că cuplul de pornire la frecvența nominală și flux rotoric nominal va fi

$$M_{pN} = \frac{3p^2\Omega_{1N}\Psi_{2m}^2}{2R_2'}\left(\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}}\right)^2 = \frac{3E_{2N}'^2}{\Omega_{1N}R_2'}.$$

Acest cuplu depășește de multe ori cuplul maxim la U_{1N} și f_{1N}. Să comparăm pentru aceasta expresia lui M_{pN} cu expresia (5.91), ținînd seama că $U_{1N} \approx E_{2N}'$ și că $R_2' \ll 2(X_{\sigma 12} + X_{\sigma 21}')$. Prin urmare, în acest caz nu mai există alunecare critică și cuplu maxim, iar capacitatea de a prelua șocurile de cuplu de sarcină este comparabilă cu cea a motoarelor de c.c.

Din nefericire, cuplul M_{pN} de mai sus este însoțit, cum este cazul și la mașina de c.c., de un curent rotoric

$$I_{2p}' = \frac{E_2'}{R_2'}$$

mult mai mare decît curentul nominal (și un curent statoric corespunzător de mare). În plus, fluxul total rotoric nu poate fi măsurat direct, el trebuie dedus prin calcul, ceea ce complică și scumpește instalația de reglare.

d) Reglarea vitezei prin menținerea constantă a curentului efectiv statoric. Neglijînd pierderile în fier ($R_w \approx \infty$), din schema echivalentă rezultă

$$-\underline{I}_2' = \underline{I}_1 \frac{jX_\mu}{\frac{R'}{s} + j(X_\mu + X_{\sigma 21}')}$$

și deci cuplul electromagnetic dezvoltat de motor în acest caz va fi

$$M = \frac{3R_2'I_2'^2}{s\Omega_1} = \frac{3sR_2'X_\mu^2 I_1^2}{\Omega_1[R_2'^2 + s^2(X_\mu + X_{\sigma 21}')^2]}.$$

Alunecarea critică se obține imediat :

$$s_m = \frac{R_2'}{X_\mu + X_{\sigma 21}'},$$

fiind mult mai mică decît în cazul $U_1 = \text{const.}$ Cuplul maxim rezultă

$$M_m = \frac{3X_\mu^2 I_1^2}{2\Omega_1(X_\mu + X_{\sigma 21}')},$$

fiind comparabil cu cel din cazul $U_1 = \text{const.}$ și independent de frecvența de alimentare (Ω_1 și reactanțele sînt proporționale cu f_1).

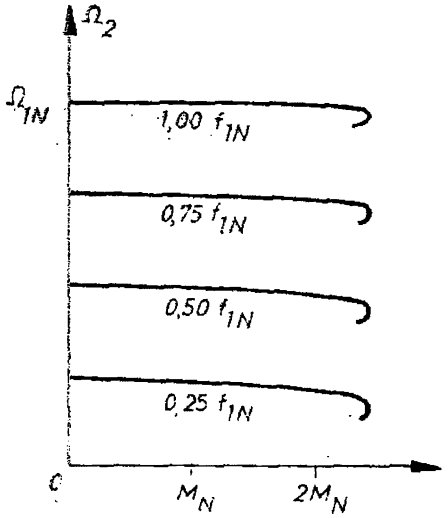


Fig. 5.63

Familia de caracteristici mecanice la diferite frecvențe f_1 este redată în figura 5.63.

Și în acest caz există un mare dezavantaj și anume: dacă se impune de exemplu $I_{1N} = \text{const.}$ și dacă cuplul de sarcină scade sensibil, (deci, $s \to 0$), atunci curentul rotoric tinde către zero, și deci curentul de magnetizare tinde către I_{1N}, ceea ce înseamnă o saturație puternică a circuitului magnetic însoțită de creșterea corespunzătoare a pierderilor în fier. În schimb, curentul statoric se poate măsura cu ușurință, iar instalația de reglare va fi mai simplă și mai ieftină.

Metoda reglării vitezei prin modificarea frecvenței f_1 asigură deci o gamă largă (uneori de la 1 Hz la 200 Hz), o reglare fină, continuă, în ambele sensuri (sub și peste viteza nominală), fără pierderi de energie (abstracție făcînd de randamentul convertorului necesar), dar cu investiții care depășesc simțitor prețul motorului asincron.

Așa cum vom arăta în capitolul 7, electronica modernă de putere a condus la realizarea unor convertoare statice care dau completă satisfacție. Cînd aceste convertoare vor deveni suficient de ieftine, această metodă de reglare a vitezei se va răspîndi mult, deoarece se obțin caracteristici mecanice asemănătoare celor ale motorului de c.c. cu excitație separată, alimentat cu tensiunea rotorică reglabilă, cu observația că motorul asincron este mai robust, are un gabarit și un moment de inerție mai redus, nu necesită o întreținere deosebită, poate funcționa în medii ambiante periculoase, neavînd contacte alunecătoare (ne referim la motoare cu rotor în colivie de veveriță).

5.8.4. Reglarea vitezei prin variația rezistenței circuitului rotoric

Această metodă de reglare se poate aplica numai motoarelor cu rotor bobinat (cu inele). Introducerea simetrică de rezistoare în serie cu înfășurările de fază rotorice modifică crescător alunecările critice ale caracteristicilor mecanice, așa cum am mai avut prilejul să constatăm în § 5.6.5, studiind pornirea motoarelor cu rotor bobinat. În figura 5.35, *b* se poate vedea cu ușurință că, de exemplu, la cuplu rezistent constant, alunecarea crește odată cu mărimea rezistenței înseriate în fazele rotorului. Reostatele de reglare cu rezistențe variabile de obicei în trepte sînt asemănătoare cu cele de pornire, dar destinate pentru o funcționare de lungă durată.

Observăm că prin introducerea în rotor a rezistenței suplimentare putem regla viteza în jos față de cea sincronă în limite destul de largi, cu scăderea rigidității caracteristicii. Finețea reglării depinde de numărul de trepte ale reostatului de reglare.

Această metodă de variație a vitezei la motoarele asincrone este imperfectă pentru următoarele motive:

— este oneroasă, pentru că se pierde energie într-o rezistență exterioară; în consecință, aduce o micșorare a randamentului motorului;

— este costisitoare, pentru că un reostat care să rămînă intercalat un timp relativ îndelungat în rotorul motorului trebuie larg dimensionat, mult mai larg decît reostatul obișnuit de pornire, care nu rămîne decît scurt timp în circuit și de aceea nu se poate întrebuința ca reostat de viteză;

— gradul de variație al vitezei depinde, în limite foarte mari, de puterea pe care o dezvoltă motorul; aceasta din cauză că rezistența nu lucrează direct asupra vitezei, ci asupra alunecării; la o sarcină mică, la care alunecarea este 0,01 o variație de la 1 la 10 a rezistenței circuitului rotoric aduce sporirea la 0,1 a alunecărilor, deci o scădere de numai 9% a vitezei; dacă motorul este însă încărcat la sarcina nominală cu o alunecare, să zicem, de 0,05, același spor de 1 la 10 al rezistenței circuitului rotoric aduce o sporire a alunecării de la 0,05 la 0,5 deci o scădere de 45% a vitezei; la cupluri reduse nu vom putea deci realiza decît variații mici ale vitezei.

Observațiile de mai sus arată că metoda este în toate privințele echivalentă cu metoda de variație a vitezei la motoarele de curent continuu prin introducerea de rezistențe în circuitul rotorului indus.

Cu toată eficiența economică slabă, reglarea vitezei cu ajutorul reostatului rotoric este încă utilizată în practică, mai cu seamă la acționarea mecanismelor podurilor rulante (serviciu intermitent).

5.8.5. Reglarea vitezei prin introducerea în circuitul rotoric a unei tensiuni electromotoare

Să considerăm o mașină asincronă cu dublă alimentare, atît pe la stator, cît și pe la rotor (fig. 5.64). Mașina funcționează ca un motor cu cuplu rezistent constant, egal, de exemplu, cu cuplul nominal. Ecuațiile de funcționare sînt, conform relațiilor (5.41), (5.42), (5.39), (5.40):

$$\underline{U}_1 = R_1\underline{I}_1 + \mathrm{j}X_{\sigma 1}\underline{I}_1 - \underline{E}_{\mu 1};$$

$$\underline{U}'_2 = R'_2\underline{I}'_2 + \mathrm{j}sX'_{\sigma 2}\underline{I}'_2 - s\underline{E}_{\mu 1},$$

în care toate mărimile rotorice sînt raportate la stator, deci

$$U'_2 = U_2\frac{m_1 k_{w1}}{m_2 k_{w2}},$$

în care U_2 este tensiunea reală a sursei de alimentare a circuitului rotoric. Neglijînd micile căderi de tensiune în înfășurarea statorică, se poate scrie

$$\underline{E}_{\mu 1} \approx -\underline{U}_1 = \text{const.}$$

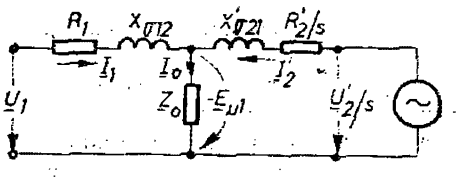


Fig. 5.64

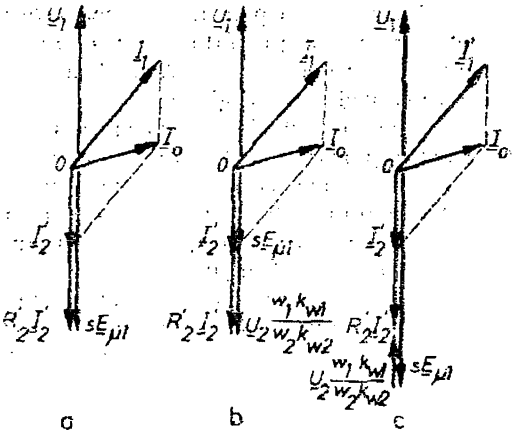


Fig. 5.65

Pe de altă parte, din ecuația cuplului constant rezultă

$$M = \frac{3E_{\mu 2s} I_2 \cos(\underline{I}_2, \underline{E}_{\mu 2s})}{\Omega_s - \Omega_2} = \frac{3sE_{\mu 1} I_2' \cos(\underline{I}_2', \underline{E}_{\mu 1})}{\Omega_1 - \Omega_2} = \frac{3E_{\mu 1} I_2' \cos(\underline{I}_2', \underline{E}_{\mu 1})}{\Omega_1} = \text{const.}$$

adică luînd în considerație faptul că $\Omega_1 = \text{const.}$ și $E_{\mu 1} \approx \text{const.}$,

$$I_2' \cos(\underline{I}_2' \underline{E}_{\mu 1}) \approx \text{const.},$$

Dacă mai presupunem într-o primă etapă că tensiunea aplicată $\underline{U}_2'$ din exterior rotorului este în fază cu $\underline{I}_2'$, atunci

$$\cos(\underline{I}_2' \underline{E}_{\mu 1}) = \frac{R_2'}{\sqrt{R_2'^2 + s^2 X_{\sigma 21}'^2}} \approx 1,$$

deoarece în general alunecarea este redusă și $sX'_{\sigma 21} < R_2'$. Așadar,

$$I_2' \approx \text{const. și } R_2' I_2' \approx \text{const.}$$

și, în consecință, relația (5.92) se poate scrie astfel

$$R_2' \underline{I}_2' = \underline{U}_2' + s\underline{E}_{\mu 1} = \underline{U}_2 \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} + s\underline{E}_{\mu 1} \approx \text{const.}$$

Din această ultimă relație se poate trage concluzia că, variind tensiunea $\underline{U}_2'$ ca mărime și păstrînd-o în fază sau în opoziție cu $\underline{I}_2'$, se poate obține o modificare a alunecării la cuplu constant.

În figura 5.65, *a* se prezintă cazul motorului asincron obișnuit, cînd $s = s_N$ și $U_2 = 0$. În figura 5.65, *b* se redă diagrama de fazori a mărimilor rotorice pentru cazul $\underline{U}_2' > 0$, în fază cu $\underline{I}_2'$, cînd rezultă $s < s_N$. Dacă $U_2 \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} = E_{\mu 1}$, atunci $s = 0$, obținîndu-se funcționarea motorului la sincronism. În acest caz, frecvența curenților rotorici este nulă, ceea ce înseamnă că tensiunea U_2 este continuă. Pentru situația cînd $\underline{U}_2'$ este în opoziție cu $\underline{I}_2'$ atunci $s > s_N$ (fig. 5.65, *c*).

Prin urmare, este posibilă o reglare a vitezei, atît într-un sens cît și în celălalt, la cuplu constant. Numai că tensiunea U_2 care se aplică pe faza rotorică trebuie să fie de frecvență $f_2 = sf_1$, la orice alunecare s a mașinii.

Cum frecvența surselor de curent alternativ este ori constantă, ori reglabilă, dar independent de alunecarea mașinii asincrone, înseamnă că trebuie apelat la un convertor special de frecvență care să permită aplicarea tensiunii U_2 de amplitudine dorită și de frecvență ca cea momentană a curenților rotorici ai motorului asincron.

În trecut, în multe acționări de mare putere, la care se aplica această metodă se foloseau convertoare — mașini electrice. Actualmente, dezvoltarea convertoarelor statice de mare putere a permis înlocuirea mașinilor electrice. Vom reveni cu detalii în capitolul 7.

5.9. Motorul asincron monofazat

Acest tip de motor are exact aceeași construcție ca și motorul trifazat, cu singura deosebire că statorul posedă o înfășurare monofazată, conectată la o rețea monofazată. Rotorul de obicei nu este bobinat, ci posedă o colivie de veveriță (fig. 5.66, *a*).

Înfășurarea monofazată statorică, parcursă de un curent monofazat produce un cîmp sinusoidal în timp și spațiu care se poate descompune în două cîmpuri învîrtitoare ce se rotesc în sensuri opuse, cu aceeași viteză și cu amplitudini egale cu jumătate din amplitudinea cîmpului sinusoidal în timp și spațiu. Într-adevăr,

$$B(\alpha, t) = B_m \cos \omega t \cos p\alpha = \frac{1}{2} B_m \cos(\omega t - p\alpha) + \frac{1}{2} B_m \cos(\omega t + p\alpha).$$

În acest mod, motorul asincron monofazat este echivalent cu două motoare asincrone trifazate, identice, ale căror înfășurări statorice produc cîmpuri învîrtitoare identice, dar cu sensuri de rotație diferite și care au rotoarele solidare cu același arbore (fig. 5.66, *b*). La rîndul lor, aceste două motoare asincrone trifazate sînt echivalente cu un singur motor asincron trifazat cu două înfășurări statorice A și B legate în serie, dar cu succesiunea diferită a fazelor la periferia interioară a statorului (fig. 5.66, *c*).

La fel ca la rotorul asincron monofazat, în motorul trifazat din figura 5.66, *c*, conductoarele înfășurării rotorice parcurse de curenți induși de către cele două cîmpuri învîrtitoare statorice B_A și B_B (care se rotesc

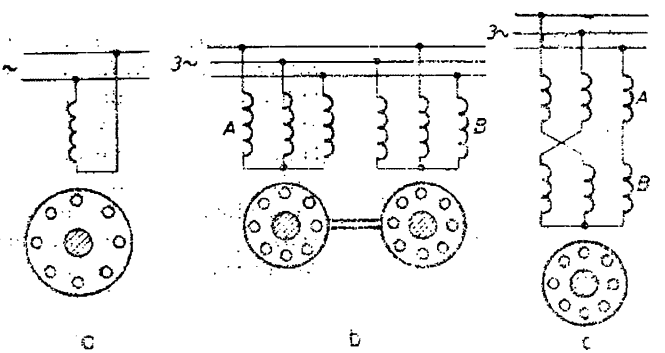


Fig. 5.66

în sensuri opuse) și aflate în aceste cîmpuri vor fi solicitate de forțe electrodinamice. Asupra rotorului vor acționa două cupluri electromagnetice M_A și M_B, egale dar de sensuri contrare. Cuplul rezultant asupra rotorului va fi evident nul și rotorul nu se poate pune în mișcare.

Dacă însă dăm un impuls rotorului într-un anumit sens, de exemplu, în sensul cîmpului învîrtitor B_A și rotorul se învîrtește cu o viteză de rotație Ω_2, atunci cîmpul magnetic învîrtitor B_A are o viteză relativă față de rotor $\Omega_1 - \Omega_2$ și frecvența curenților induși în înfășurarea rotorului va fi

$$f_{2A} = \frac{p(\Omega_1 - \Omega_2)}{2\pi} = \frac{p\Omega_1}{2\pi}\,\frac{\Omega_1 - \Omega_2}{\Omega_1} = sf_1.$$

Cîmpul învîrtitor B_B va avea față de rotor o viteză relativă $\Omega_1 + \Omega_2$, iar frecvența curenților în rotor va fi

$$f_{2B} = \frac{p(\Omega_1 + \Omega_2)}{2\pi} = \frac{p\Omega_1}{2\pi}\left(2 - \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{\Omega_1}\right) = (2 - s)f_1,$$

în care $2 - s$ este alunecarea rotorului față de cîmpul învîrtitor B_B.

Să reprezentăm în figura 5.67 cuplul electromagnetic M_A în funcție de alunecarea s. Acest cuplu este produs de înfășurarea A și are același sens cu sensul de rotație al rotorului. Cuplul electromagnetic M_B, produs de cîmpul învîrtitor invers al înfășurării B, va avea sens invers.

Cuplul $M_A = f(s)$ va avea în domeniul $0 < s \leqslant 1$ un caracter activ, curba $M_A = f(s)$ prezentînd aceeași alură ca și la motorul asincron trifazat. În domeniul $0 < s \leqslant 1$, alunecarea rotorului în raport cu cîmpul învîrtitor invers B_B va fi $2 - s \geqslant 1$, deci cuplul electromagnetic produs de acest cîmp învîrtitor este cuplu de frînare. În domeniul $1 \leqslant s \leqslant 2$, cuplul M_A reprezintă cuplu de frînare, iar alunecarea în raport cu cîmpul invers fiind $0 < 2 - s \leqslant 1$, cuplul M_B devine cuplu activ. Considerînd cuplul ca fiind pozitiv dacă acționează în sensul de rotație, curbele $M_A = f(s)$ și $M_B = f(s)$ se prezintă ca în figura 5.67.

Cuplul rezultant

$$M = M_A + M_B$$

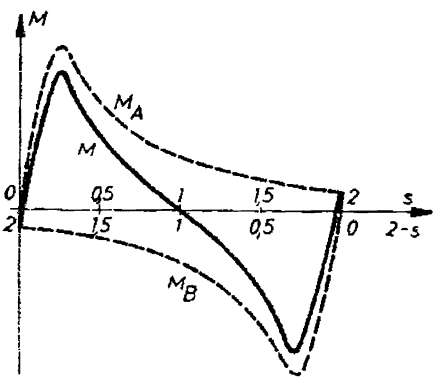


Fig. 5.67

este reprezentat în aceeași figură.

Se remarcă imediat că *pentru $s = 1$, cuplul rezultant este nul, adică motorul are cuplul de pornire nul.* În schimb, dacă se dă un impuls motorului într-un anumit sens, iar cuplul rezistent este considerat pentru moment redus, motorul dezvoltă un cuplu activ în același sens și motorul se accelerează pînă ajunge la o viteză apropiată de viteza de sincronism, cînd motorul poate fi încărcat cu un cuplu rezistent la arbore, evident mai mic decît cuplul maxim M_m.

Faptul că motorul asincron monofazat nu dezvoltă cuplu la pornire constituie un mare dezavantaj. De aceea, motorul asincron monofazat trebuie să fie prevăzut cu un mijloc convenabil pentru asigurarea unui cuplu de pornire, necesar atît învingerii frecărilor proprii în paliere, cît și învingerii unui cuplu rezistent oarecare la arbore. Problema se poate rezolva simplu dacă în momentul pornirii s-ar produce în locul cîmpului sinusoidal în timp și spațiu un cîmp învîrtitor.

Se poate arăta ușor că, dacă statorul motorului asincron este prevăzut cu o înfășurare monofazată suplimentară — denumită *înfășurare de pornire* sau *înfășurare auxiliară* — decalată la periferia statorului cu unghiul $\frac{\pi}{2p}$ față de înfășurarea monofazată de bază, avînd același număr de spire și fiind parcursă de un curent de aceeași valoare efectivă, dar defazat în timp cu $\frac{\pi}{2}$ față de curentul din înfășurarea principală, se produce un cîmp magnetic învîrtitor în locul cîmpului sinusoidal în timp și spațiu.

Într-adevăr, fie

$$i_1 = I\sqrt{2}\cos \omega t,$$

$$i_2 = I\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right),$$

curenții din înfășurări. Cîmpurile produse de fiecare înfășurare vor fi

$$B_1(\alpha, t) = B_m \cos \omega t \cos p\alpha ;$$

$$B_2(\alpha, t) = B_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \cos p\left(\alpha - \frac{\pi}{2p}\right).$$

Fiecare din cîmpurile de mai sus se descompune într-un cîmp învîrtitor direct și unul invers:

$$B_1(\alpha, t) = \frac{1}{2} B_m \cos(\omega t - p\alpha) + \frac{1}{2} B_m \cos(\omega t + p\alpha),$$

$$B_2(\alpha, t) = \frac{1}{2} B_m \cos(\omega t - p\alpha) + \frac{1}{2} B_m \cos(\omega t + p\alpha - \pi).$$

Precum se vede, cîmpurile inverse se anulează reciproc, iar cîmpurile directe se însumează, încît cîmpul rezultant

$$B(\alpha, t) = B_1(\alpha, t) + B_2(\alpha, t) = B_m \cos(\omega t - p\alpha)$$

este un cîmp învîrtitor direct, care asigură un cuplu de pornire.

Dat fiind caracterul auxiliar al înfășurării de pornire, (în mers nu mai este nevoie de această înfășurare), ea nu îndeplinește în practică exact condițiile impuse mai sus. O înfășurare monofazată, decalată la periferia interioară a statorului în raport cu înfășurarea principală, cu un număr mai redus de spire, parcursă de un curent (chiar mai mic) defazat față de curentul din înfășurarea principală, produce o slăbire relativă a cîmpului învîrtitor invers și o întărire relativă a cîmpului învîrtitor direct. În practică, în unele cazuri acesta poate fi suficient pentru ca motorul să pornească singur.

În mașinile asincrone monofazate, înfășurarea principală ocupă de obicei $\frac{2}{3}$ din crestăturile care revin unui pas polar, iar restul sînt ocupate de înfășurarea auxiliară. Ambele înfășurări se conectează la aceeași rețea

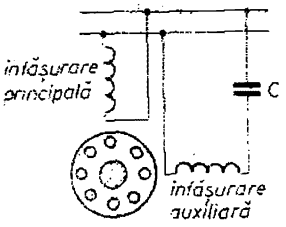


Fig. 5.68

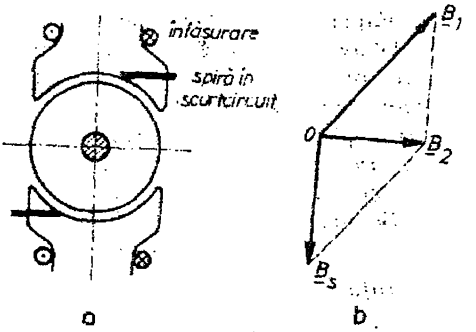


Fig. 5.69

electrică monofazată. Spre a asigura defazarea celor doi curenți, se conectează în serie în înfășurarea auxiliară un condensator (fig. 5.68).

Atunci cînd se utilizează o rezistență conectată în faza auxiliară, nu se poate obține defazajul de 90° între curenți, și de aceea cuplul de pornire va fi relativ mic. Rezultate mult mai bune se obțin în cazul utilizării condensatorului, a cărui capacitate poate fi aleasă astfel încît la $s = 1$, să se obțină numai cîmp învîrtitor direct, iar motorul să dezvolte un cuplu de pornire relativ mare. Înfășurarea auxiliară cu condensator poate fi menținută, și în mers, obținîndu-se o îmbunătățire a factorului de putere. Totuși valoarea optimă a condensatorului pentru pornire se dovedește a fi prea mare în regimul normal de funcționare. De aceea, adeseori, se deconectează o parte din capacitatea legată în serie în faza auxiliară, după ce motorul a pornit.

Deseori se întrebuințează în practică o variantă constructivă a motorului asincron monofazat cu fază auxiliară — așa-numitul *motor cu spiră în scurtcircuit* (fig. 5.69, *a*). Statorul acestui motor are poli aparenți pe miezul cărora se află înfășurarea monofazată. O anumită parte din deschiderea piesei polare este cuprinsă de o spiră în scurtcircuit. Această spiră împreună cu înfășurarea corespunzătoare de pe pol formează un transformator. Cîmpul polilor B_1 induce în spira în scurtcircuit un anumit curent I_s, care produce la rîndul său cîmpul B_s.

Cele două cîmpuri B_1 și B_s se suprapun pe deschiderea polilor cuprinsă de spirele în scurtcircuit. Ele vor fi defazate în timp (fig. 5.69, *b*) și vor da un cîmp rezultant B_2 defazat față de cîmpul B_1.

Prin urmare, rotorul se află sub influența a două cîmpuri: pe deschiderea spirelor în scurtcircuit — cîmpul B_2, iar pe restul deschiderii piesei polare — cîmpul B_1. Dacă se iau în considerare doar armonicele spațiale fundamentale ale celor două cîmpuri, se constată că rotorul este supus influenței a două cîmpuri sinusoidale în timp și spațiu, decalate în spațiu și cu fază diferită, exact ca și în motorul asincron cu fază auxiliară.

Dat fiind cuplul mic de pornire, randamentul slab și factorul de putere redus, cu toată simplitatea constructivă, motorul cu spiră în scurtcircuit nu se realizează decît pentru puteri foarte mici 5—50 W.

Motoarele cu condensator se construiesc de la puterea de 50 W în sus, pînă la cîțiva kilowați au o largă răspîndire în acționările de puteri relativ mici, precum și în automatică ca servomotoare.

6

MAŞINI SINCRONE UTILIZATE ÎN ACŢIONĂRI ELECTRICE

6.1. Elementele constructive de bază ale maşinii sincrone trifazate

Maşina sincronă se caracterizează prin faptul că între viteza unghiulară Ω a rotorului ei şi pulsaţia ω a reţelei trifazate la care se află conectată există o legătură rigidă şi anume

$$\omega = p\Omega, \tag{6.1}$$

p fiind numărul de perechi de poli ai maşinii.

Maşina sincronă posedă două părţi constructive de *bază*:

— *statorul*, parte imobilă, care cuprinde miezul feromagnetic statoric, înfăşurarea, carcasa, scuturile cu paliere;

— *rotorul*, parte mobilă, care cuprinde miezul feromagnetic, înfăşurarea rotorică, inelele colectoare, ventilatorul.

Miezul statoric al maşinii sincrone nu se deosebeşte în principiu de miezul statoric al maşinii asincrone. El este construit din tole de oţel electrotehnic izolate între ele, cu crestături, în care este plasată o înfăşurare trifazată.

Miezul rotoric are două variante constructive: cu poli aparenţi (fig. 6.1) sau cu poli înecaţi (fig. 6.2).

Miezul cu poli aparenţi este format dintr-o serie de poli (cu piese polare) fixaţi la periferia unor roţi polare solidare cu arborele maşinii. Polii posedă înfăşurări de excitaţie în curent continuu. Bobinele de excitaţie ale polilor se leagă în serie sau paralel, în aşa fel încît polaritatea polilor să alterneze la periferia rotorului. Alimentarea bobinelor de excitaţie de la o sursă exterioară se realizează prin intermediul a două inele de contact

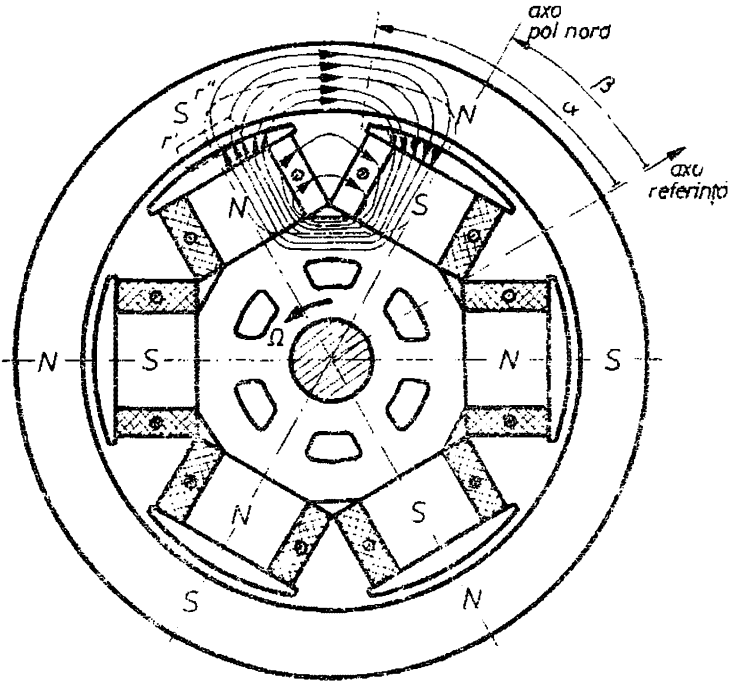

axa
pol nord
β
α
axa
referință
S
N
r''
r'
N
S
Ω
N
S
N
S
N
S
S
N

Fig. 6.1

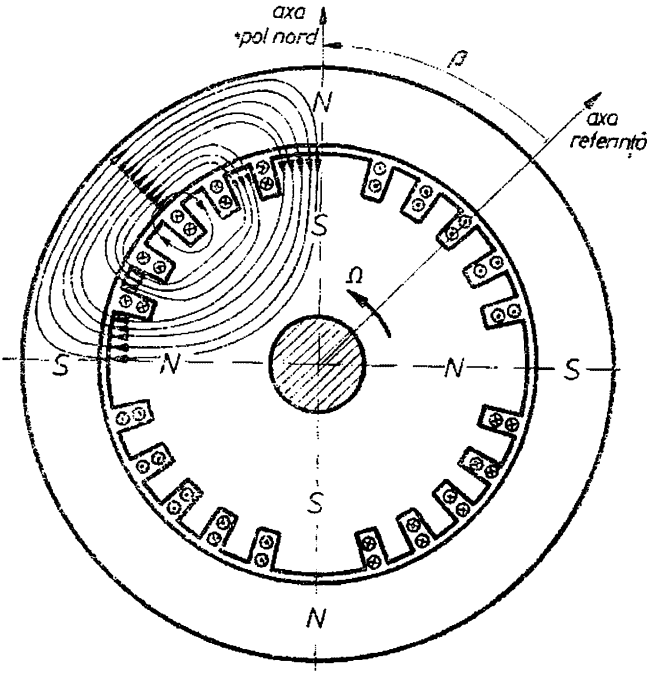

axa
pol nord
β
axa
referință
N
S
Ω
S
N
N
S
S
N

Fig. 6.2

solidare cu arborele (inele izolate între ele și față de masă și la care se leagă capetele înfășurării de excitație) și a două perii fixe care freacă pe inelele de contact.

În piesele polare sînt introduse o serie de bare axiale scurtcircuitate la capete (fig. 6.3) — denumite *bare amortizoare.*

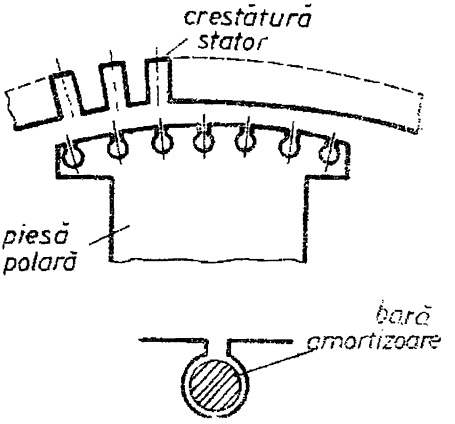


Fig. 6.3

Această construcție cu poli aparenți, deși prezintă o oarecare simplitate tehnologică, nu se pretează a fi aplicată la mașini de viteză mare de rotație din cauza lipsei de siguranță mecanică.

Asemenea construcție se întrebuințează și în cazul generatoarelor sincrone antrenate de turbine hidraulice, care au viteză de rotație relativ scăzută (de ordinul sutelor de rotații pe minut). De aceea, ea este denumită uneori construcție de hidrogenerator.

Reținem faptul că *la periferia interioară a statorului* în această variantă, *întrefierul este neuniform,* de grosime relativ mică sub piesele polare și foarte mare în zonele interpolare.

Uneori se întîlnește și construcția inversă, polii aparenți de excitație sînt pe stator, iar rotorul poartă o înfășurare trifazată și trei inele de contact (întocmai ca rotorul motorului asincron trifazat cu rotor bobinat). Această construcție este folosită la motoare sub 100 kW.

Miezul rotoric cu poli înecați (fig. 6.2) este o construcție cilindrică masivă din oțel cu mare rezistență mecanică (oțel crom-nichel-molibden, de obicei). La periferia rotorului se taie o serie de crestături în care se plasează spirele bobinelor de excitație în curent continuu a polilor. În figura 6.2 rotorul are patru poli. Înfășurarea unui pol acoperă, de obicei, două treimi din deschiderea unui pol, în mijlocul polului rămînînd o zonă de aproximativ o treime din deschiderea polului în care nu sînt practicate crestături. Această zonă poartă numele de dinte mare, spre deosebire de ceilalți dinți de deschidere mult mai mică decît separă crestăturile.

Capetele frontale ale bobinelor de excitație sînt puternic strînse prin bandaje masive, pentru a face față solicitărilor centrifuge.

Această construcție prezentînd o mare siguranță mecanică se pretează a fi aplicată la mașini sincrone cu viteze mari de rotație (1 000—3 000 rot/min), de exemplu, la așa-numitele turbogeneratoare sincrone, care sînt acționate de turbine cu aburi.

Această variantă constructivă conduce la un întrefier constant la periferia interioară a statorului (dacă facem abstracție de prezența crestăturilor rotorice).

6.2. Fenomenul de excitație. Tensiunea electromotoare indusă. Cuplul electromagnetic

În mașinile sincrone trifazate cîmpul magnetic de excitație este produs pe altă cale decît în mașinile asincrone. Pentru aceasta se folosesc rotoare cu înfășurări de curent continuu cu poli aparenți (ieșiți) sau cu poli înecați. Vom da cîteva detalii privind acest cîmp magnetic de excitație.

6.2.1. Cîmpul magnetic de excitație

Să considerăm pentru început o armătură rotorică cu p perechi de poli aparenți (fig. 6.1, $p = 3$). Bobinele de excitație ale polilor sînt parcurse de un curent continuu I_E, în așa fel încît polii au polaritate alternată, p poli fiind sud, iar ceilalți p poli fiind nord. Spectrul aproximativ al cîmpului magnetic este prezentat în figura 6.1. Acolo unde liniile de cîmp de excitație ies din stator și intră în rotor s-a realizat prin definiție un pol nord. Polul sud în raport cu statorul este definit prin zona statorică în care liniile de cîmp ies din rotor și intră în stator. Să presupunem că armătura rotorică se învîrtește cu o viteză unghiulară Ω. Unghiul făcut la un moment oarecare t de axa unui pol nord în raport cu statorul (axă de referință rotorică) și o axă de referință fixă să-l notăm cu β. Evident, în cazul unei mișcări uniforme de rotație

$$\beta = \Omega t + \beta_0,$$

β_0 fiind unghiul inițial (la $t = 0$). Putem aranja astfel lucrurile, pentru simplificarea relațiilor, ca $\beta_0 = 0$ și deci

$$\beta = \Omega t.$$

Inducția magnetică în întrefier, la periferia interioară a statorului la un moment dat t, se poate calcula, în ipoteza unei armături statorice netede (fără dinți), aplicînd legile cîmpului magnetic. Pentru un contur Γ' care taie de două ori întrefierul sub aceeași talpă polară și care se închide prin fierul polului respectiv în imediata apropiere a suprafeței polare (intersectînd liniile de cîmp practic normal) și prin fierul statoric în imediata apropiere a suprafeței sale periferice, rezultă

$$H_{E1}\delta - H_{E2}\delta = \theta_{S\Gamma} = 0,$$

în care caz H_{E1} și H_{E2} reprezintă intensitățile cîmpului magnetic în întrefier, în dreptul razelor la care conturul Γ' taie întrefierul, iar $\theta_{S\Gamma}$ este solenația corespunzătoare unei suprafețe care se sprijină pe conturul Γ' (evident, $\theta_{S\Gamma} = 0$). Porțiunile din fier ale conturului Γ' nu dau nici o contribuție la calculul circulației intensității cîmpului magnetic, deoarece se presupune $\mu_{Fe} \approx \infty$, deci $H_{Fe} \approx 0$.

În consecință, deoarece conturul Γ' este ales arbitrar, singura condiție impusă fiind să taie întrefierul de două ori sub aceeași talpă polară, rezultă

$$H_{E1} = H_{E2} = H_{E0},$$

sau :

$$B_{E1} = B_{E2} = B_{E0},$$

în care inducția magnetică în întrefier la periferia interioară a statorului s-a notat cu B_{E0}. Așadar, cîmpul magnetic în întrefierul de sub polul considerat este uniform. Aceeași afirmație este valabilă și pentru ceilalți poli.

Dacă întrefierul sub tălpile polare este același ca grosime, dacă piesele polare au aceleași dimensiuni și sînt plasate uniform la periferia interioară a statorului, dacă bobinele de excitație ale polilor au aceeași solenație, deci în condiții de simetrie constructivă, electrică și magnetică, atunci inducția sub diferiți poli are una și aceeași ca valoare, orientarea sa fiind însă funcție de polaritatea piesei polare. Această concluzie este o consecință a legii fluxului magnetic.

Se poate remarca însă că spre muchiile tălpilor polare cîmpul slăbește, nu mai este de aceeași valoare ca sub talpa polară, deoarece întrefierul se lărgește considerabil. Evident, în axa de simetrie interpolară, cîmpul magnetic este nul.

Prin urmare, variația cîmpului magnetic la momentul t, considerat la periferia interioară a statorului, arată ca în figura 6.4.

Vom considera, ca și în cazul mașinii asincrone, dezvoltarea în serie Fourier a undei alternative a inducției magnetice la periferia interioară a statorului.

Armonica fundamentală $B_E^{(1)}$ a inducției magnetice prezintă $2p$ alternanțe (șase alternanțe în cazul figurii 6.1), pozitive și negative, în mod alternat.

Maximul pozitiv al armonicii fundamentale are loc în axa polului nord, iar maximul negativ în dreptul axei unui pol sud. Valoarea acestei inducții magnetice-armonică fundamentală într-un punct oarecare M de coordonată α (fig. 6.1) la periferia interioară a statorului, în funcție de unghiul $\beta = \Omega t$, și de valoarea maximă $B_{Em}^{(1)}$ va fi

$$B_E^{(1)}(\alpha, t) = B_{Em}^{(1)} \cos p(\alpha - \beta) = B_{Em}^{(1)} \cos(p\alpha - p\Omega t).$$

Aceasta este tocmai expresia unui cîmp magnetic învîrtitor (vezi § 5.5.2). Totul se întîmplă ca și cum unda sinusoidală a armonicii fundamentale a inducției magnetice în întrefier se rotește la periferia interioară a statorului

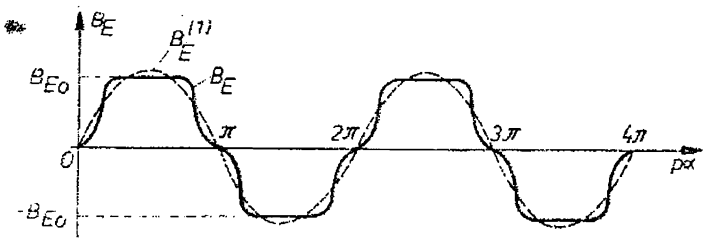


Fig. 6.4

solidar cu armătura rotorică. Este deci vorba de o nouă metodă de a produce un cîmp învîrtitor în mașinile electrice. Această metodă diferă de cea prezentată în paragraful suscitat, cînd cîmpul învîrtitor era produs de armături (fixe sau rotitoare), cu înfășurări polifazate străbătute de un sistem polifazat simetric, echilibrat de curenți sinusoidali în timp. De data aceasta, viteza unghiulară de rotație a armonicii fundamentale a inducției magnetice este egală chiar cu viteza unghiulară de rotație a armăturii rotorice cu poli aparenți cu înfășurări de curent continuu.

Există, bineînțeles, în dezvoltarea în serie Fourier a undei inducției magnetice și armonici superioare. Ceea ce este caracteristic acestor armonici superioare este viteza unghiulară comună și anume Ω, aceeași cu cea a armăturii rotorice. Dezvoltarea completă în serie Fourier va fi

$$B_E(\alpha, t) = \sum B_{Em}^{\nu} \cos(\nu p\alpha - \nu p\Omega t),$$

în care ordinul ν este totdeauna un număr întreg impar.

Așa cum s-a arătat în § 5.2.3, armonicile superioare de aceeași viteză unghiulară Ω și cu $2p\nu$ poli induc în înfășurările statorului t.e.m. de frecvență

$$f^{(\nu)} = p\nu\Omega = \nu f^{(1)},$$

diferită pentru diferitele armonici. În consecință, t.e.m. va fi deformată în comparație cu sinusoida în aceeași proporție în care unda $B(\alpha, t)$ se deosebește de o sinusoidă, dacă nu intervin coeficienții de repartizare, de scurtare sau de înclinare ai înfășurării. Este deci indicată căutarea unor metode de a reduce amplitudinea armonicilor superioare. O metodă des utilizată constă în variația progresivă, după o anumită lege, a grosimii întrefierului sub talpa polară. În axa piesei polare se alege un întrefier de o grosime minimă δ_0, iar spre marginile tălpii polare în mod simetric întrefierul este îngroșat pînă la valoarea $(2-3)\delta_0$.

Să revenim la expresia generală a undei inducției magnetice și să determinăm amplitudinea $B_{Em}^{(\nu)}$ a armonicii de ordinul ν în funcție de mărimea B_{E_0} corespunzătoare axei piesei polare. La forma dată a tălpii polare, amplitudinea $B_{Em}^{(\nu)}$ este proporțională cu B_{E0},

$$B_{Em}^{(\nu)} = k_E^{(\nu)} B_{E0}, \tag{6.2}$$

în care $k_E^{(\nu)}$ este un coeficient fără dimensiuni, denumit *coeficient de formă* al piesei polare.

Mărimea B_{E_0} se poate determina aplicînd legea circuitului magnetic pentru conturul Γ'' arătat în figura 6.1, care străbate de două ori întrefierul în dreptul axelor a două piese polare vecine, închizîndu-se pe un drum mijlociu prin stator, piese polare și jugul rotoric. Se obține:

$$\int_{\Gamma''} \bar{H} \cdot \bar{dr} = 2H_{E0}\delta_0 = 2w_E I_E,$$

în care w_E este numărul de spire al bobinei polare, iar I_E curentul continuu de excitație.

Ținînd seama de relația $B_{E0}=\mu_0 H_{E0}$, rezultă

$$B_{E0}=\frac{\mu_0 w_E I_E}{\delta_0}. \qquad (6.3)$$

Așadar, întocmai ca la mașina de curent continuu, inducția magnetică în axa polului rotoric depinde de curentul de excitație.

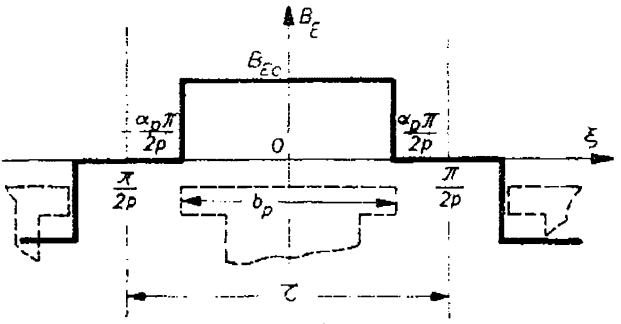


Fig. 6.5

Coeficientul de formă $k_E^{(\nu)}$ al piesei polare se poate calcula în unele cazuri simple. Astfel, dacă întrefierul este uniform sub piesa polară la valoarea δ_0 și această valoare este foarte mică în comparație cu dimensiunile transversale ale rotorului, se poate neglija inducția magnetică în spațiul interpolar (fig. 6.5). În acest caz, curba inducției magnetice este practic un dreptunghi de înălțime B_{E0}. Amplitudinea armonicii de ordinul ν va fi atunci

$$B_{E0}^{(\nu)}=\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi/2} B_E(\xi)\cos \nu p\xi \; \mathrm{d}(p\xi)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi/2} B_{E0}\cos p\nu\xi \mathrm{d}(p\xi)=$$

$$=\frac{4}{\pi\nu}B_{E0}\sin\frac{\nu\alpha_p\pi}{2}, \qquad (6.4)$$

în care

$$\alpha_p=\frac{b_p}{\tau}$$

reprezintă *coeficientul de acoperire* al piesei polare (raportul dintre deschiderea b_p a tălpii polare și pasul polar $\tau=\pi D/2p$, D fiind diametrul rotoric).

Comparînd expresiile (6.2) și (6.4) se deduce

$$k_E^{(\nu)}=\frac{4}{\pi\nu}\sin\frac{\nu\alpha_p\pi}{2}, \qquad (6.4')$$

ceea ce arată că coeficientul de formă scade simțitor pe măsură ce crește ordinul armonicii. Astfel, pentru o situație des întîlnită în practică cînd $\alpha_p=2/3$, se obține $k_E^{(1)}=1{,}105$; $k_E^{(3)}=0$; $k_E^{(5)}=-0{,}221$; $k_E^{(7)}=0{,}158$ etc.

Un cîmp magnetic învîrtitor asemănător se poate realiza și la armătura rotorică cu poli înecați. În acest caz (fig. 6.2) întrefierul este constant la periferia rotorului (abstracție făcînd de crestăturile celor două armături ale mașinii). În figura 6.2 s-a arătat aspectul aproximativ al cîmpului magnetic,

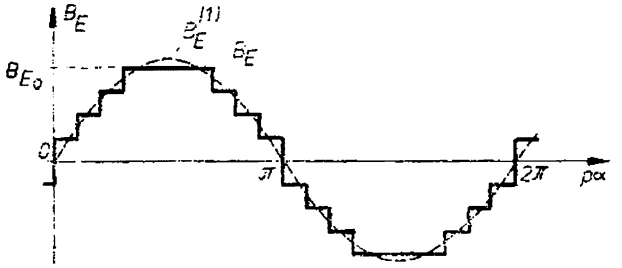


Fig. 6.6

care evidențiază un cîm magnetic alternativ, va abil în trepte (fig. 6.6 Și acest cîmp se poat descompune în serie Fo rier, desigur propor diferitelor armonici fiin deosebită de aceea d cazul rotorului cu po aparenți. Relațiile (6.2 și (6.3) rămîn valabil coeficientul de formă fiind de valoare diferită. De observat faptul că und cîmpului învîrtitor este mai aproape de o sinusoidă în cazul polilor înecaț

Dacă ne referim la armonica fundamentală, fluxul magnetic ce revi unui pol va fi

$$\Phi_{Em}^{(1)} = L\tau B_{Emed}^{(1)} = \frac{2}{\pi} L\tau B_{Em}^{(1)}, \qquad (6.2$$

acest flux fiind funcție de curentul de excitație. În ipoteza neglijării sat rației și a fenomenului de histerezis, fluxul $\Phi_{Em}^{(1)}$ este proporțional cu I_e altminteri este valabilă dependența din figura 2.11, de la mașina de curen continuu.

6.2.2. Tensiuni electromotoare induse în mașina sincronă de cîmpuri învîrtitoare

Să considerăm o mașină sincronă trifazată excitată, al cărui rotor se în vîrte cu viteza unghiulară Ω (fig. 6.7, *a*). Pentru simplitate vom presupun că mașina are poli înecați (întrefier uniform). Rotorul produce un cîmp în vîrtitor cu viteza unghiulară Ω față de o axă fixă de referință. Vom alege ca axă de referință chiar axa de simetrie a unei bobine a înfășurării U a sta torului. Fie $\beta = \Omega t$ unghiul făcut de axa unui pol N (în raport cu statorul a cîmpului învîrtitor de excitație și axa de referință și fie α coordonata un ghiulară a unui punct oarecare M la periferia interioară a statorului. Evident referindu-ne numai la armonica fundamentală,

$$B_E(\alpha, t) = B_{Em} \cos p(\alpha - \beta) = B_{Em} \cos (p\alpha - p\Omega t),$$

în care p reprezintă numărul de perechi de poli ($p = 1$, în cazul fig. 6.7)

Fluxul produs de acest cîmp învîrtitor printr-o spiră de deschidere π/p a înfășurării $U1 - U2$ de referință va fi

$$\varphi_{EU} = \int_{-\pi/2p}^{+\pi/2p} B_E(\alpha, t) LR\, d\alpha = B_{Em} LR \int_{-\pi/2p}^{+\pi/2p} \cos (p\alpha - p\Omega t)\, d\alpha =$$

$$= \Phi_{Em} \cos p\beta = \Phi_{Em} \cos p\Omega t,$$

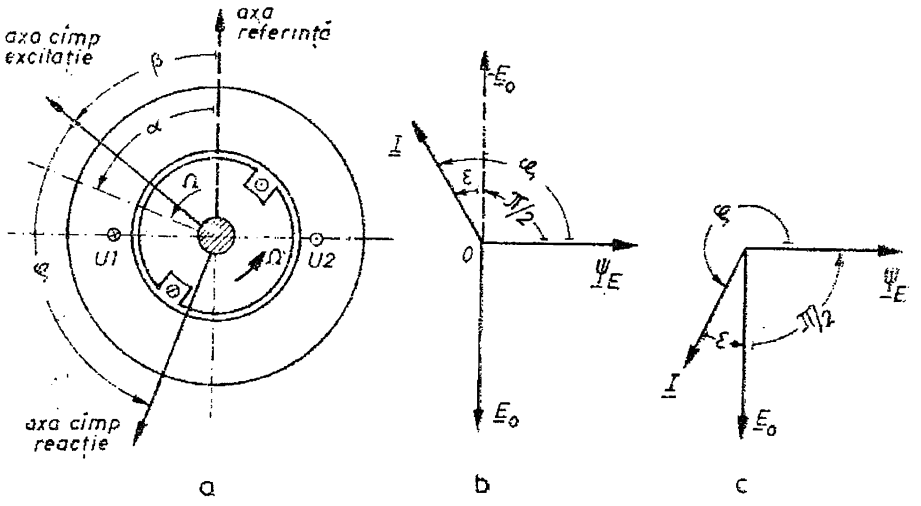


Fig. 6.7

în care, conform (6.7):

$$\Phi_{Em} = \frac{2}{p} B_{Em} L R = \frac{2}{\pi} L \tau B_{Em}.$$

Fluxul total înlănțuit cu toate cele w spire în serie ale înfășurării de referință posedînd un coeficient de înfășurare $k_w = k_q k_s$ (vezi § 5.2.3) va fi

$$\psi_{EU} = w k_w \varphi_{EU} = w k_w \Phi_{Em} \cos p\beta = w k_w \Phi_{Em} \cos p\Omega t.$$

iar t.e.m. indusă

$$e_{0U} = E_0 \sqrt{2} \cos\left(p\Omega t - \frac{\pi}{2}\right),$$

în care valoarea efectivă E are expresia

$$E_0 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w k_w \Phi_{Em}. \tag{6.6}$$

Pulsația $\omega = 2\pi f$ a t.e.m. induse depinde de viteza Ω a rotorului și de numărul de perechi de poli,

$$\omega = 2\pi f = p\Omega.$$

În celelalte faze, V și W ale înfășurării statorice a mașinii sincrone considerate t.e.m. induse vor fi:

$$e_{0V} = E_0 \sqrt{2} \cos\left(p\Omega t - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$e_{0W} = E_0 \sqrt{2} \cos\left(p\Omega t - \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Cele trei t.e.m. e_{0U}, e_{0V} și e_{0W} formează deci un sistem trifazat simetric, echilibrat cu o succesiune a fazelor impusă de sensul de rotație al cîmpului învîrtitor de excitație, deci de sensul vitezei unghiulare a rotorului. După cum se vede, t.e.m. induse de cîmpul învîrtitor de excitație sînt similare celor induse în mașina asincronă trifazată.

6.2.3. Cuplul electromagnetic dezvoltat de mașina sincronă trifazată

Dacă înfășurarea trifazată a statorului mașinii sincrone este conectată la o rețea trifazată simetrică de pulsație oarecare ω și dacă rotorul mașinii (presupus pentru simplitate a fi cu poli înecați) este excitat și se rotește cu o viteză unghiulară oarecare Ω în sensul succesiunii fazelor statorului, atunci asupra statorului se dezvoltă un cuplu electromagnetic instantaneu. Același cuplu dar de sens contrar acționează asupra rotorului. Ne propunem să determinăm acest cuplu în cazul general cînd $\omega \neq p\Omega$, urmînd firește calea utilizată la mașina asincronă trifazată.

Vom deduce pentru început cuplul electromagnetic m_U care se exercită asupra rotorului mașinii numai prin intermediul fazei de referință U.

Fie

$$i_U = I\sqrt{2}\cos(\omega t + \zeta)$$

curentul instantaneu prin faza de referință, faza inițială ζ fiind oarecare.

Energia de interacțiune între faza U și rotorul care produce cîmpul învîrtitor de excitație va fi

$$W_{mU} = wk_w\Psi_{EU}i_U = wk_w\Phi_{Em}I\sqrt{2}\cos p\beta\cos(\omega t + \zeta),$$

iar cuplul electromagnetic corespunzător exercitat asupra rotorului rezultă prin aplicarea teoremei forțelor generalizate:

$$m_U = \left(\frac{\partial W_{mU}}{\partial \beta}\right)_{i=\text{const}},$$

β fiind coordonata generalizată de poziție a rotorului în raport cu axa de referință (fig. 6.7, *a*).

După calcule simple se obține:

$$m_U = -pwk_w\Phi_{Em}I\sqrt{2}\sin p\Omega t\cos(\omega t + \zeta) =$$

$$= -\frac{1}{2}pwk_w\Phi_{Em}I\sqrt{2}[\sin(p\Omega t + \omega t + \zeta) + \sin(p\Omega t - \omega t - \zeta)].$$

Procedînd în mod analog cu celelalte faze, V și W, se găsește:

$$m_V = -\frac{1}{2}pwk_w\Phi_{Em}I\sqrt{2}\left[\sin\left(p\Omega t + \omega t + \zeta - \frac{4\pi}{3}\right) + \sin(p\Omega t - \omega t - \zeta)\right];$$

$$m_W = -\frac{1}{2}pwk_w\Phi_{Em}I\sqrt{2}\left[\sin\left(p\Omega t + \omega t + \zeta - \frac{8\pi}{3}\right) + \sin(p\Omega t - \omega t - \zeta)\right].$$

Însumînd cuplurile parțiale m_U, m_V și m_W se obține cuplul electromagnetic instantaneu total dezvoltat asupra rotorului

$$m = m_U + m_V + m_W = -\frac{3}{2} p w k_w \Phi_{Em} I\sqrt{2} \operatorname{siu} (p\Omega t - \omega t - \zeta).$$

Analiza acestei expresii conduce la o concluzie importantă : *dacă* $\Omega \neq \frac{\omega}{p}$ (deci, $p\Omega \neq \omega$), *adică dacă viteza unghiulară a rotorului nu este egală cu pulsația* ω *a curenților statorici divizată prin numărul* p *de perechi de poli, atunci cuplul electromagnetic mediu în limp* (pe un număr oarecare de perioade ale funcției sinusoidale din expresia cuplului instantaneu, mai exact) *este nul.* Mai trebuie adăugată și condiția ca viteza Ω să aibă același sens ca succesiunea fazelor statorice ale mașinii sincrone.

Dacă, dimpotrivă, $\Omega = \frac{\omega}{p}$[condiția (6.1)], atunci cuplul total mediu este distinct de zero și

$$M = \frac{3}{2} p w k_w \Phi_{Em} I\sqrt{2} \sin \zeta = \frac{3}{2} p \psi_{Em} I_m \sin(\underline{\psi}_E, \underline{I}) \qquad (6.7)$$

în care $\psi_{Em} = k_w w \Phi_{Em}$ reprezintă amplitudinea fluxului total de excitație, printr-o fază statorică, $I_m = I\sqrt{2}$ este amplitudinea curentului statoric de fază, iar $\zeta = (\underline{\psi}_E, \underline{I})$ conform figurilor 6.7, *b* și *c*, fazorii $\underline{\psi}_E$ și $\underline{I}$ avînd aceeași pulsație $\omega = p\Omega$.

Pentru regimul energetic de motor, trebuie ca $M > 0$ (cuplul electromagnetic este activ, de același sens cu viteza unghiulară) și deci se impune ca $\zeta \in (0, \pi)$, așa cum arată figura 6.7, *b*.

Pentru regimul energetic de generator, $M < 0$, adică $\zeta \in (\pi, 2\pi)$, ca în figura 6.7, *c*.

Ținînd seama că în ambele cazuri prezentate în figurile 6.7, *b* și *c* se poate scrie $(\underline{\psi}_E, \underline{I}) + (\underline{I}, \underline{E}_0) = \frac{3\pi}{2}$, rezultă

$$\sin(\underline{\psi}_E, \underline{I}) = -\cos(\underline{I}, \underline{E}_0).$$

Pe de altă parte, din formula (6.6) se obține

$$p\psi_{Em} = E_0\sqrt{2}/\Omega$$

și deci expresia (6.7) devine

$$M = -\frac{3E_0 I \cos(\underline{I}, \underline{E}_0)}{\Omega}. \qquad (6.8)$$

Vom folosi ulterior această expresie.

Observația 1. Formula (6.8) se putea obține din formula (5.19″) ținînd seama că la mașina sincronă indusul este stator, (deci cuplul exercitat asupra rotorului este de semn contrar), iar viteza cîmpului învîrtitor de excitație în raport cu indusul este Ω și nu $\Omega_1 - \Omega_2$.

Observația 2. În particular, la pornirea unui motor sincron viteza rotorului este nulă și $\omega \neq 0$, deci nu există cuplu sincron. Așadar, motorul sincron nu dezvoltă cuplu sincron, ceea ce reprezintă un serios dezavantaj pentru un motor. După cum vom vedea, acest dezavantaj poate fi depășit, fără modificări constructive scumpe.

6.3. Reacția magnetică a indusului

Considerînd în continuare o mașină sincronă cu poli înecați în regim permanent (fig. 6.7, *a*), să studiem succint reacția magnetică a indusului. Precum s-a văzut în § 6.2.2, luînd ca axă fixă de referință axa de simetrie a unei bobine a fazei U, *cîmpul învîrtitor de excitație* față de un observator M de coordonată α este

$$B_E(\alpha, t) = B_{Em} \cos p(\alpha - \beta) = B_{Em} \cos(\omega t - p\alpha),$$

$\beta = \Omega t$ fiind poziția unghiulară la un moment dat a axei unui pol N (fig. 6.7, *a*), iar $\omega = p\Omega$, Ω fiind viteza unghiulară a rotorului, iar p numărul de perechi de poli.

Conform relației (6.1) care se impune prin definiție mașinii sincrone, curenții din stator nu pot avea altă pulsație decît $\omega = p\Omega$ și deci, la rîndul lor, ei vor produce un *cîmp învîrtitor de reacție* de viteză unghiulară $\Omega = \omega/p$ [conform relației (5.9)], adică de aceeași viteză cu cîmpul învîrtitor de excitație. În plus, succesiunea fazelor statorului coincide cu sensul de rotație al cîmpului de excitație, și, prin urmare, cîmpul de reacție va avea și el același sens de rotație. Decalajul unghiular dintre cele două cîmpuri depinde de faza inițială a curentului statoric din înfășurarea U de referință. Dacă sistemul de curenți statorici este

$$i_U = I\sqrt{2} \cos(\omega t + \zeta);$$

$$i_V = I\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \zeta - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$i_W = I\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \zeta - \frac{4\pi}{3}\right),$$

atunci conform celor stabilite în § 5.2.2 (luînd în loc de ωt mărimea $\omega t + \zeta$), cîmpul învîrtitor de reacție are următoarea expresie pentru același observator M

$$B_A(\alpha, t) = B_{Am} \cos(\omega t - p\alpha + \zeta),$$

în care

$$B_{Am} = \frac{3\mu_0 w k_w I\sqrt{2}}{\pi p \delta},$$

w fiind numărul de spire pe fază, k_w coeficientul de înfășurare, iar δ grosimea întrefierului.

Faza inițială ζ a curentului i_U de referință s-a ales în mod arbitrar, mărimea ζ fiind variabilă de la o situație la alta, în funcție de regimul energetic al mașinii (fig. 6.7, *b* și *c*) și de parametrii mașinii, așa cum vom vedea mai departe.

Expresia cîmpului de reacție arată că acest cîmp este decalat în avans față de sensul de rotație cu unghiul geometric $\frac{\zeta}{p}$ în comparație cu cîmpul de excitație (fig. 6.7, *a*).

Deoarece ζ este variabil, putem deosebi mai multe cazuri particulare. Dacă $\zeta = \pm \frac{\pi}{2}$, atunci cîmpul de reacție va fi în cvadratură electrică cu cîmpul de excitație (fig. 5.23, *b*), în care caz se vorbește de o *reacție transversală*, liniile cîmpului de reacție închizîndu-se transversal prin piesele polare (întocmai ca în fig. 2.20, de la mașina de curent continuu). Dacă $\zeta = \pi$, cele două cîmpuri sînt antagoniste, *reacția* fiind *longitudinală demagnetizantă*, în sensul că liniile de cîmp de reacție se închid pe același drum cu cele de excitație, dar au sensuri opuse (fig. 5.23, *c*). Dacă $\zeta = 0$, cele două cîmpuri se suprapun adițional, liniile de cîmp avînd același drum și același sens, ceea ce justifică denumirea de *reacție longitudinală magnetizantă* (fig. 5.23, *c*). Pentru un ζ oarecare, reacția este în parte transversală și în parte longitudinală (magnetizantă sau demagnetizantă).

Cele două cîmpuri, de excitație și de reacție, se suprapun pentru a produce *cîmpul magnetic învîrtitor rezultant* al mașinii, care este *cîmpul util*, prin intermediul lui avînd loc cuplajul magnetic al celor două armături.

6.4. Regimurile energetice ale mașinii sincrone trifazate. Ecuațiile funcționale în regim staționar și dinamic

Mașina sincronă poate funcționa în două regimuri de bază: motor și de generator. În regimul de motor, mașina transformă puterea electrică primită de la o rețea de curent alternativ în putere mecanică, cedată pe la arbore unei mașini de lucru (pompă, compresor etc.). În regimul de generator mașina transformă puterea mecanică primită pe la arbore de la un motor (turbină cu aburi, turbină hidraulică, motor diesel etc.) în putere electrică, debitată într-o rețea de curent alternativ.

Mașina sincronă nu poate funcționa în regimul de frînă propriu-zisă, deoarece cuplul electromagnetic sincron apare numai atunci cînd rotorul mașinii are aceeași viteză ca și cîmpul învîrtitor statoric (a cărui viteză este impusă de frecvența rețelei de alimentare).

6.4.1. Regimul de motor

Să presupunem că o mașină sincronă este conectată pe partea statorică la o rețea electrică trifazată de pulsație ω. Înfășurarea trifazată a statorului va fi parcursă de curenți, formînd un sistem trifazat simetric echilibrat și va produce un cîmp învîrtitor în sensul succesiunii fazelor cu viteza unghiulară

$$\Omega = \frac{\omega}{p}.$$

Să presupunem că rotorul cu înfășurarea sa de excitație parcursă de un curent continuu se rotește cu o viteză unghiulară $\Omega' \neq \Omega$.

Cuplul dezvoltat asupra rotorului (conform celor demonstrate în § 6.2.3) are o valoare medie nulă în decursul unei rotații a rotorului, fiind un cuplu pulsatoriu în timp. Atunci cînd rotorul stă pe loc și $\Omega' = 0$, cuplul este nul. Prin urmare, *motorul sincron are cuplul de pornire nul*, ceea ce reprezintă, evident, un mare handicap în comparație cu alte tipuri de motoare electrice.

Dimpotrivă, dacă $\Omega' = \frac{\omega}{p} = \Omega$, mașina dezvoltă un cuplu care are o medie diferită de zero. Așadar, dacă rotorul se învîrtește în același sens și cu aceeași viteză ca și cîmpul învîrtitor statoric, mașina sincronă poate dezvolta un cuplu. Acest cuplu este pozitiv în raport cu rotorul cu condiția ca defazajul $(\underline{\psi}_E, \underline{I}) \in (0, \pi)$. Un cuplu pozitiv în raport cu rotorul înseamnă un cuplu activ. Mașina dezvoltă deci putere mecanică $P = M\Omega$, pe care o cedează în cea mai mare parte mecanismului antrenat prin intermediul arborelui, iar restul acoperă pierderile mecanice proprii. Mașina preia această putere de la rețeaua electrică de alimentare. Deci, ea funcționează în regim de motor electric.

Așadar, motorul sincron nu dezvoltă cuplu de pornire, dar, dacă printr-un mijloc oarecare este antrenat pînă la viteza de sincronism, atunci el poate dezvolta un cuplu activ, în anumite condiții.

Motorul sincron poate fi adus la viteza de sincronism prin antrenarea lui de către un mic motor asincron cuplat pe același arbore care, după „prinderea" în sincronism a motorului sincron, este scos din funcțiune. O altă metodă care se utilizează curent pentru pornirea motorului sincron este așa-numita *pornire în asincron*. În acest caz, motorul sincron este prevăzut cu o colivie de veveriță pe rotor (fig. 6.3), care dezvoltă un cuplu asincron suficient pentru a accelera rotorul la mersul în gol sau sarcină redusă pînă aproape de viteza de sincronism. Vom prezenta detalii referitoare la pornirea motorului sincron în subcap. 6.6.

Pentru a stabili bilanțul de puteri active al motorului sincron atunci cînd se învîrtește la sincronism și dezvoltă un cuplu sincron M, vom apela la ecuația de cupluri ce se exercită asupra rotorului în regim staționar. În afară de cuplul activ M, rotorul este solicitat de un cuplu rezistent M_s dezvoltat de instalația mecanică antrenată și de cuplul de frecări mecanice proprii M_m (datorit frecărilor în lagăre, frecărilor rotorului cu aerul sau reacției exercitate asupra paletelor eventualelor ventilatoare).

$$M - M_s - M_m = 0.$$

Desigur, puterea mecanică P_2 cedată instalației antrenate va fi o parte din puterea dezvoltată de motor,

$$P_2 = M_s\Omega.$$

Corespunzătoare cuplului M_m se pot defini pierderile de putere P_m pe baza relației

$$P_m = M_m\Omega.$$

Înmulțind relația de cupluri cu Ω și ținînd seamă de notațiile de mai sus, se obține următoarea egalitate

$$P = M\Omega = P_2 + P_m.$$

Așadar, puterea mecanică totală dezvoltată de motorul sincron $P = M\Omega$ se divide în două părți: o parte, și de obicei cea mai mare, este putere utilă transmisă pe la arbore instalației mecanice antrenate; o altă parte servește pentru a acoperi frecările mecanice proprii de toate naturile.

Puterea $P = M\Omega$ este, evident, preluată de către rotor de la stator, prin intermediul cîmpului electromagnetic. De aceea, această putere este denumită *electromagnetică*. Ea provine de la rețeaua electrică trifazată care alimentează înfășurarea statorică a motorului. În consecință, se poate scrie

$$P = P_1 - P_{JA} - P_{Fe},$$

unde: P_1 reprezintă puterea activă absorbită de la rețea, P_{JA} pierderile Joule în înfășurarea statorică, iar P_{Fe} pierderile în fierul statoric.

Bilanțul de puteri active ale motorului sincron este prezentat în figura 6.8, *a*.

Trebuie observat faptul că în bilanțul din figura 6.8, *a* s-a evidențiat și puterea P_E necesară rotorului mașinii sincrone (puterea de excitație) și pierderile P_{JE} care însoțesc inerent această putere. Aceasta, datorită faptului că la această mașină cîmpul de excitație este produs de înfășurarea de curent continuu de pe rotor care este alimentată de la o sursă independentă de motor. La mașinile sincrone mai vechi acest rol îl joacă *excitatoarea* rotativă — un generator derivație de c.c. — montată pe același ax cu mașina. În ultimele realizări, marile firme constructoare trec tot mai mult la sisteme statice cu diode redresoare sau cu tiristoare (sau și cu unele și altele) montate, fie în dulapuri de comandă speciale, fie chiar pe rotor. Această ultimă soluție asigură mașinii sincrone un anume grad de libertate în ceea ce privește puterea sa reactivă față de rețeaua de alimentare de curent alternativ la care este cuplată.

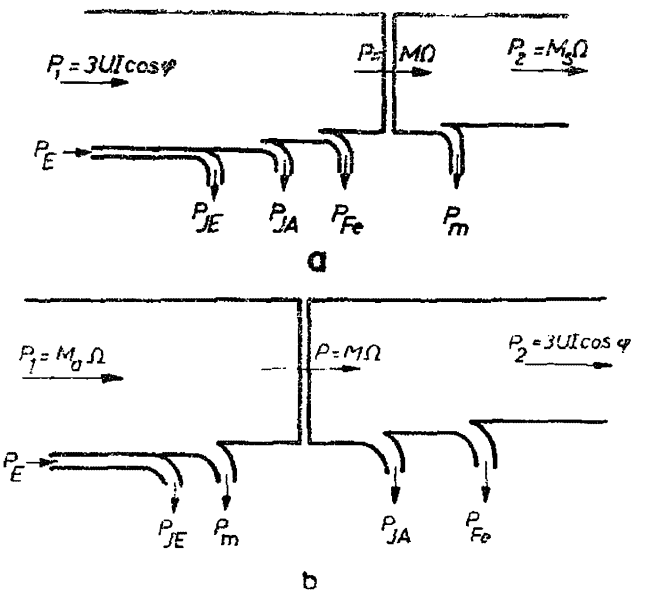


Fig. 6.8

6.4.2. Regimul de generator

Să presupunem că înfășurarea de excitație a mașinii sincrone trifazate este alimentată direct în curent continuu de la o sursă oarecare și că rotorul este antrenat cu viteza unghiulară într-un sens dat de către un motor primar oarecare, care dezvoltă cuplul activ M_a.

Înfășurarea de excitație rotorică, fie că rotorul are polii aparenți, fie că are polii înecați, produce un cîmp învîrtitor inductor cu viteza unghiulară Ω și cu p perechi de poli. Acest cîmp învîrtitor produce la rîndul său un flux variabil în timp, prin spirele unei înfășurări de fază a statorului. Dacă cîmpul învîrtitor inductor are o repartiție sinusoidală în spațiu, atunci acest flux variază sinusoidal în timp cu o pulsație.

$$\omega = p\Omega.$$

În înfășurarea de fază considerată se induce deci o t.e.m. E_0 sinusoidală în timp, de aceeași pulsație ω. În ansamblul celor trei înfășurări de fază ale statorului se induce un sistem de trei t.e.m. simetrice, echilibrate. Sensul succesiunii în timp a celor trei t.e.m. este dictat de sensul de rotație al cîmpului învîrtitor inductor.

Dacă înfășurarea statorului este conectată pe o impedanță trifazată simetrică, ea va fi parcursă de curenți de fază, care formează, de asemenea, un sistem trifazat simetric, echilibrat.

Mașina debitează în impedanța de sarcină o anumită putere activă P_2 pe care o ia, evident, de la motorul primar. Mașina funcționează deci în regim de generator electric. Ne convingem de această afirmație dacă apelăm și la bilanțul de puteri al mașinii.

Motorul primar dezvoltă un cuplu activ M_a, al cărui sens coincide cu sensul de rotație al rotorului și deci și cu sensul de rotație al cîmpului învîrtitor. Motorul primar cedează mașinii sincrone puterea mecanică

$$P_1 = M_a\Omega.$$

Asupra rotorului mașinii se exercită un cuplu electromagnetic presupus pozitiv dacă acționează în sensul de rotație,

$$M = \frac{-3E_0 I\cos(\underline{I}, \underline{E}_0)}{\Omega}$$

conform celor stabilite în § 6.2.3. Acest cuplu este însă negativ, fiindcă oricare ar fi natura impedanței de sarcină, $\cos(\underline{I}, \underline{E}_0) > 0$. Prin urmare, cuplul electromagnetic M care se exercită asupra rotorului are sens opus sensului de mișcare și reprezintă un cuplu rezistent. În același timp, asupra rotorului se mai exercită și cuplul rezistent de frecări mecanice M_m.

Așadar, dacă rotorul se învîrtește cu viteza unghiulară de rotație constantă, $\Omega = \text{const.}$,

$$M_a = -M + M_m$$

sau, după înmulțirea cu viteza unghiulară,

$$P_1 = -M\Omega + P_m$$

în care $P_m = M_m\Omega$ reprezintă pierderile mecanice ale mașinii. Puterea $P = -M\Omega = 3E_0 I\cos(\underline{I}, \underline{E}_0)$ reprezintă, conform relației (6.8), o putere electrică activă ce revine statorului. Din puterea mecanică P_1 o parte însemnată se *transformă deci în putere electrică* și se transmite statorului prin intermediul cîmpului electromagnetic din întrefier. Această putere $P = -M\Omega$ a fost denumită *putere electromagnetică.*

Din puterea P preluată de către stator, cea mai mare parte P_2 se transferă impedanței de sarcină, o parte mai mică P_{JA} se pierde prin efect Joule în înfășurarea trifazată a statorului și o ultimă parte P_{Fe} servește pentru acoperirea pierderilor în fierul statorului

$$P = P_2 + P_{JA} + P_{Fe}.$$

În fierul rotoric nu se produc pierderi, fiindcă rotorul este străbătut de un flux constant în timp. Bilanțul de puteri este redat în figura 6.8, *b*.

Generatorul sincron trifazat prezintă caracteristici extrem de convenabile pentru producerea energiei electrice de curent alternativ și reprezintă unica soluție general acceptată de constructorii de centrale electrice și de sisteme electroenergetice.

6.4.3. Ecuațiile funcționale în regim staționar ale motorului sincron trifazat

Întocmai ca la teoria motorului asincron trifazat, în cele ce urmează vom face o serie de ipoteze simplificatoare : circuitul magnetic al mașinii este liniar (nu se saturează, nu prezintă fenomenul de histerezis) ; pierderile în fier sînt neglijabile (ulterior vom face corecția necesară) ; mașina are o simetrie perfectă constructivă, magnetică și electrică, ceea ce include ipoteza unui întrefier constant la periferia rotorului, adică se consideră o mașină cu *poli înecați* (la mașina cu *poli aparenți*, care este mai complicată, ne vom referi la stabilirea ecuațiilor în regim dinamic) ; motorul este pornit printr-un mijloc oarecare și se rotește uniform, $\Omega = \text{const}$; nu vom lua în seamă decît armonicile fundamentale ale cîmpurilor de excitație și de reacție.

Fie I_E curentul de excitație. Pentru un observator M de pe stator expresia analitică a cîmpului magnetic învîrtitor de excitație va fi

$$B_E(\alpha, t) = B_{Em}\cos p(\beta - \alpha) = B_{Em}\cos(\omega t - p\alpha), \tag{6.9}$$

în care $\beta = \Omega t$, $\omega = p\Omega$, semnificația unghiurilor și axele de referință fiind precizate în figura 6.7, *a*, iar

$$B_{Em} = \frac{\mu_0 w_E k_E^{(1)} I_E}{\delta}, \tag{6.9'}$$

conform relațiilor (6.2) și (6.3).

Înfășurarea trifazată statorică fiind conectată la o rețea trifazată de pulsație $\omega = p\Omega$, curenții de fază vor fi [vezi figura 6.7, *b*, în care $\zeta \in (0, \pi)$ și deci $\zeta = \frac{\pi}{2} + \varepsilon$, cu $\varepsilon \in \left(-\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}\right)$]

$$i_U = I\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varepsilon\right);$$

$$i_V = I\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varepsilon - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$i_W = I\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varepsilon - \frac{4\pi}{3}\right),$$

unghiul ε urmînd a fi precizat ulterior. Acest sistem de curenți produce un cîmp de reacție, care pentru observatorul M (fig. 6.7, *a*) are următoarea expresie :

$$B_A(\alpha, t) = B_{Am}\cos\left(\omega t - p\alpha + \frac{\pi}{2} + \varepsilon\right), \tag{6.10}$$

în care

$$B_{Am} = \frac{3\mu_a w k_w I\sqrt{2}}{\pi p \delta}, \tag{6.10'}$$

cîmpul de reacție avînd aceeași viteză Ω și același sens ca și cîmpul de excitație și fiind în avans față de acesta exact cu $\frac{\pi}{2} + \varepsilon$, faza inițială a curentului i_U.

Cele două cîmpuri se compun pentru a da cîmpul magnetic rezultant util B_μ, întocmai ca la mașina asincronă, așa cum se vede în figura 6.9, *a*. Acest cîmp rezultant este în avans față de cîmpul de excitație cu un unghi electric oarecare θ, denumit *unghiul intern* al mașinii, astfel încît se poate scrie imediat

$$B_\mu(\alpha, t) = B_{\mu m}\cos(\omega t - p\alpha + \theta).$$

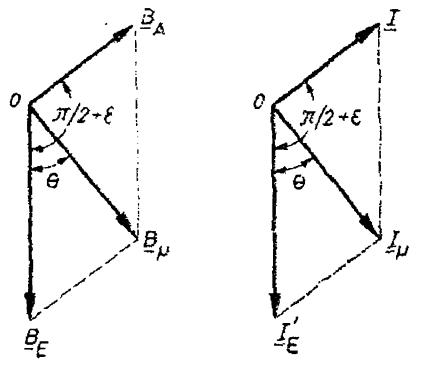


Fig. 6.9

Procedînd în mod analog ca la mașina asincronă (sau ca la transformator), vom introduce așa-numitul *curent de magnetizare*, care în faza U statorică de referință, are expresia

$$i_{\mu U} = I_\mu\sqrt{2}\cos(\omega t + \theta),$$

și care împreună cu curenții similari din celelalte faze formează un sistem trifazat, simetric și echilibrat de curenți, care

parcurgînd spirele fazelor statorice produce un cîmp magnetic învîrtitor armonică fundamentală, care are toate atributele cîmpului rezultant B_μ. Deci I_μ este legat de $B_{\mu m}$ prin relația

$$B_{\mu m} = \frac{3\mu_0 w k_w I_\mu \sqrt{2}}{\pi p \delta}. \tag{6.11}$$

În ceea ce privește cîmpul de excitație, tot motorul asincron ne dă o sugestie valoroasă. Vom înlocui rotorul real cu un rotor fictiv, imobil, posedînd o înfășurare trifazată simetrică (K, L, M), cu același număr w de spire în serie pe fază și același coeficient de înfășurare k_w ca și statorul mașinii. Mai mult, axa fazei rotorice K coincide cu axa fazei statorice U, iar succesiunea fazelor este aceeași. „Înfășurarea trifazată rotorică" este străbătută de un sistem trifazat simetric, echilibrat de curenți de frecvența statorului și valoare efectivă I'_E, astfel încît să producă un cîmp învîrtitor exact cu atributele cîmpului real de excitație. Prin urmare, pentru faza K de referință curentul mai sus definit are expresia:

$$i'_E = I'_E \sqrt{2} \cos \omega t,$$

ținînd seama bineînțeles de expresia (6.9) a cîmpului de excitație. Valoarea efectivă I'_E rezultă din egalitatea amplitudinilor cîmpurilor magnetice [a se vedea expresia (6.9')]

$$\frac{3\mu_0 w k_w I'_E \sqrt{2}}{\pi p \delta} = \frac{\mu_0 w_E k_E^{(1)} I_E}{\delta},$$

de unde rezultă

$$I'_E = I_E \frac{p w_E k_E^{(1)}}{3\sqrt{2} w k_w}. \tag{6.12}$$

Curentul I'_E se numește *curentul de excitație raportat la stator* (adică la frecvența și numărul de spire al statorului).

Prin tot acest artificiu de calcul, compunerea din figura 6.9, *a* a cîmpurilor învîrtitoare se poate înlocui prin compunerea curenților din figura 6.9, *b*, curenții avînd aceeași pulsație și defazaje reciproce identice cu decalajele cîmpurilor

$$\underline{I} + \underline{I}'_E = \underline{I}_\mu, \tag{6.13}$$

obținîndu-se o primă ecuație funcțională în regim staționar a motorului sincron.

Dacă luăm în considerație și pierderile în fierul statoric, atunci ecuația (6.13) suferă o corecție uzuală folosită și la transformator și la motorul asincron,

$$\begin{aligned} &\underline{I} + \underline{I}'_E = \underline{I}_0; \\ &\underline{I}_0 = \underline{I}_\mu + \underline{I}_w, \end{aligned} \tag{6.14}$$

$\underline{I}_\mu$ fiind componenta de magnetizare, iar $\underline{I}_w$ componenta corespunzătoare pierderilor în fier ale curentului rezultant $\underline{I}_0$.

În rest, studiul urmărește modelul cunoscut din investigațiile anterioare. Cîmpul util rezultant induce sistemul de tensiuni rezultante, așa încît se poate scrie

$$\underline{E}_\mu = -\mathrm{j}X_\mu \underline{I}_\mu. \tag{6.15}$$

unde :

$$E_\mu = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w k_w \Phi_{\mu m},$$

unde :

$$f = \frac{\omega}{2\pi} \text{ și } \Phi_{\mu m} = \frac{2}{\pi} L\tau B_{\mu m} = \frac{6\mu_0 w k_w L\tau I_\mu \sqrt{2}}{\pi^2 p\delta};$$

$$X_\mu = \frac{12\mu_0 f (w k_w)^2 L\tau}{\pi p\delta}. \tag{6.16}$$

Se introduce apoi și sistemul de tensiuni electromotoare induse în fazele statorului de către cîmpurile magnetice de dispersie (fig. 5.29)

$$\underline{E}_\mu = -\mathrm{j}X_\sigma \underline{I}. \tag{6.17}$$

În sfîrșit, se scrie ecuația de tensiuni a statorului, ținînd seama de convențiile de sensuri pozitive asociate la circuite receptoare

$$\underline{U} = R\underline{I} + \mathrm{j}X_\sigma \underline{I} - \underline{E}_\mu,$$

în care $\underline{U}$ reprezintă fazorul tensiunii pe fază statorică aplicat de rețeaua de alimentare, iar R rezistența unei faze statorice.

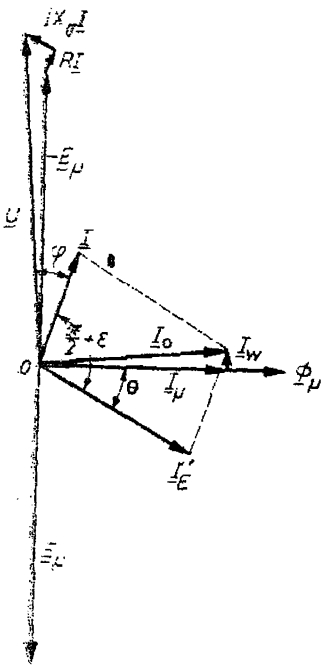


Fig. 6.10

În acest fel s-a obținut sistemul următor de ecuații care caracterizează regimul staționar al motorului sincron :

$$\begin{aligned} &\underline{U} = R\underline{I} + \mathrm{j}X_\sigma \underline{I} - \underline{E}_\mu; \\ &\underline{E}_\mu = -\mathrm{j}X_\mu \underline{I}_\mu = -R_w \underline{I}_w; \\ &\underline{I} + \underline{I}'_E = \underline{I}_0 = \underline{I}_\mu + \underline{I}_w, \end{aligned} \tag{6.18}$$

în care $R_w = E_\mu^2 / P_{Fe} = E_\mu I_w$ reprezintă rezistența corespunzătoare pierderilor în fier P_{Fe}.

Diagrama de fazori corespunzătoare sistemului (6.18) este redată în figura 6.10, iar în figura 6.11 s-a prezentat schema echivalentă a motorului sincron. În schema echivalentă este inclusă o sursă de curent I'_E = constant (atît timp cît curentul real de excitație este constant).

Uneori se preferă să se explicitezeze în sistemul de ecuații ale motorului sincron t.e.m. $\underline{E}_0$ indusă de cîmpul de excitație. Neglijînd pierderile în fier, deci considerînd relația (6.12) și ținînd seama de expresia (6.17), putem scrie

$$\underline{E}_\mu = -\mathrm{j}X_\mu(\underline{I} + \underline{I}'_E) = -\mathrm{j}X_\mu \underline{I} + \underline{E}_0,$$

în care mărimea

$$\underline{E}_0 = -\mathrm{j}X_\mu \underline{I}'_E$$

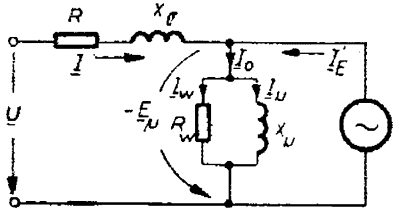


Fig. 6.11

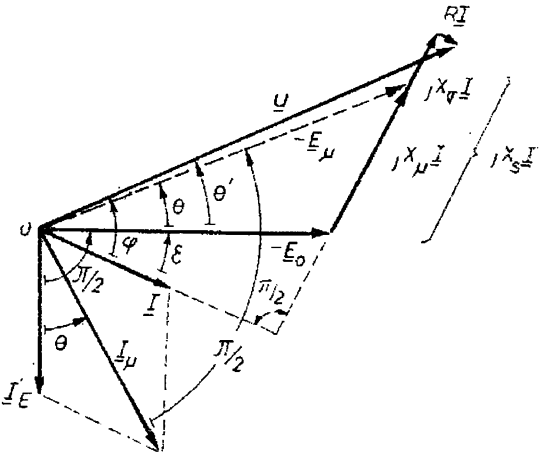


Fig. 6.12

reprezintă t.e.m. indusă de cîmpul învîrtitor de excitație, așa cum se poate verifica imediat apelînd la relațiile (6.16), (6.12), (6.8) și (6.5). Bineînțeles

$$E_0 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} fwk_w\Phi_{Em}. \tag{6.19}$$

Înlocuind pe $\underline{E}_\mu$ în prima ecuație a sistemului (6.18), se capătă

$$\underline{U} = R\underline{I} + j(X_\sigma + X_\mu)\underline{I} - \underline{E}_0,$$

în care mărimea $X_s = X_\sigma + X_\mu$ poartă denumirea de *reactanță sincronă* a mașinii. Prin urmare, relația de tensiuni a motorului se poate scrie sub forma

$$\underline{U} = R\underline{I} + jX_s\underline{I} - \underline{E}_0, \tag{6.20}$$

ceea ce conduce la o nouă diagramă de fazori (fig. 6.12) și la o nouă schemă echivalentă (fig. 6.13). Diagrama de fazori evidențiază faptul că unghiul dintre t.e.m. $\underline{E}_\mu$ și $\underline{E}_0$ este tocmai unghiul intern θ, iar unghiul ε reprezintă chiar defazajul dintre curentul absorbit $\underline{I}$ și t.e.m. $-\underline{E}_0$. De multe ori se aproximează unghiul θ' dintre tensiunea $\underline{U}$ și t.e.m. $-\underline{E}_0$, cu unghiul intern θ dintre $-\underline{E}_\mu$ și $-\underline{E}_0$, diferența între cele două unghiuri fiind practic neglijabilă, îndeosebi dacă motorul este de putere mai mare. Ecuația (6.20) este deseori folosită pentru a studia performanțele motorului sincron cu poli înecați.

Observația 1. În mod normal rețeaua trifazată de alimentare se caracterizează prin U = const. și f = const. Luînd în considerație faptul că atît căderea ohmică RI este uzual foarte mică în raport cu tensiunea U, cît și faptul că t.e.m. de dispersie $X_\sigma I$ este redusă la cîteva procente din t.e.m. utilă E_μ, chiar și atunci cînd curentul atinge valoarea nominală I_N, rezultă

$$-\underline{E}_\mu \approx \underline{U}.$$

În consecință, în condițiile U = const. și f = const., din relația (6.15) rezultă că fluxul rezultant maxim $\Phi_{\mu m}$ și curentul de magnetizare I_μ sînt practic constante, indiferent de gradul

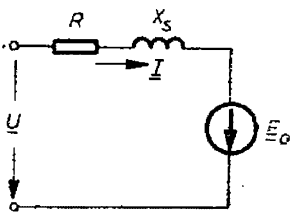


Fig. 6.13

de încărcare a motorului (excluzînd supraîncărcarea sau regimurile de avarie sau ieșirea din sincronism). Și pierderile în fier vor fi practic constante, atît timp cît fluxul rezultant și frecvența sînt constante. Deci $I_w \approx$ const.

Observația 2. Sistemul de ecuații (6.18) ca și ecuația (6.20) se pot adapta pentru regimul de generator, schimbînd convenția de sensuri pozitive pentru diferitele mărimi conform convenției de la circuitul generator, ceea ce revine în ultimă instanță în a schimba în ecuațiile sus-amintite pe $\underline{U}$ cu $-\underline{U}$. Pe această bază se modifică diagramele de fazori și schemele echivalente.

6.4.4. Ecuațiile funcționale în regim dinamic ale motorului sincron trifazat

Pentru studiul regimurilor tranzitorii ale motorului sincron se utilizează pe scară largă ecuațiile Park-Blondel, care rezultă din ecuațiile în mărimi instantanee reale ale diferitelor circuite statorice și rotorice după o schimbare adecvată de variabile. În scopul deducerii acestor ecuații, vom considera un motor sincron trifazat cu poli aparenți, care posedă o colivie de amortizare plasată în piesele polare cu inele de scurtcircuitare complete (pe toată periferia), astfel încît această colivie acționează atît după axa longitudinală (axa polară), cît și după cea transversală (axa de simetrie interpolară). În cele ce urmează vom utiliza următoarele simplificări: mașina este nesaturată; permeabilitatea fierului este practic infinită; pierderile în fier sînt neglijabile; mașina are perfectă simetrie electrică (fazele statorice au același număr de spire și aceiași parametri); întrefierul sub piesele polare este constant; vom considera numai armonicele fundamentale ale cîmpurilor de excitație și de reacție.

Să considerăm schema principială din figura 6.14. Motorul posedă trei înfășurări statorice de fază, notate respectiv U, V, W, decalate uniform la periferia interioară a statorului. Rotorul poartă înfășurarea de excitație notată cu E, axa unui pol nord rotoric în raport cu statorul fiind denumită *axa longitudinală a rotorului* (notată cu d), iar axa de simetrie în cvadratură electrică (înapoi, în raport cu sensul de rotație) va fi denumită *axa transversală* (notată cu q). Tot pe rotor vom lua în considerație două înfășurări în scurtcircuit de amortizare, echivalente coliviei implantate în piesele polare. Prima notată cu D acționează după axa longitudinală, ca și înfășurarea de excitație. A doua înfășurare de amortizare caracterizată prin indicele Q acționează după axa transversală.

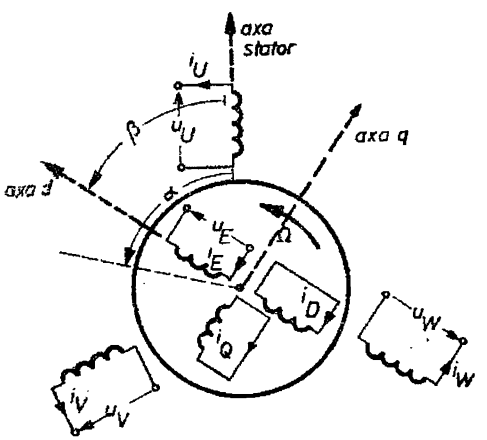


Fig. 6.14

Fie Ω viteza unghiulară instantanee a rotorului, considerată în sensul trigonometric. Unghiul geometric făcut la un moment oarecare t de axa d a rotorului cu axa de simetrie a unei bobine a fazei U, considerată ca referință spațială, a fost notat cu β (fig. 6.14). Desigur $\beta = f(t)$ și

$$\frac{d\beta}{dt} = \Omega.$$

Unghiul electric de poziție a rotorului îl vom nota însă cu $\gamma = p\beta$.

Înainte de a scrie ecuațiile celor șase circuite, trei statorice — U, V, W — și trei rotorice — E, D, Q, va trebui să ne referim la diferitele inductivități proprii și mutuale. Pentru început ne vom ocupa de fazele statorului.

Spre deosebire de motorul asincron sau de motorul sincron cu poli înecați,

inductivitățile proprii L_{UU}, L_{VV}, L_{WW} și inductivitățile mutuale L_{UV}, L_{VW}, L_{WU} sînt de data aceasta variabile în timp în funcție de poziția rotorului, datorită întrefierului neuniform la periferia interioară a statorului, ceea ce complică mult studiul motorului sincron cu poli aparenți. Pentru a demonstra această afirmație, să ne referim la figura 6.15, în care pentru simplitate s-a considerat o mașină cu 2 poli (unghiul geometric = unghiul electric în acest caz), a cărui fază U este străbătută de un curent oarecare i_U. Dacă întrefierul δ ar fi constant pretutindeni la periferia interioară a statorului, atunci înfășurarea U, parcursă de curentul i_U, ar produce un cîmp magnetic practic sinusoidal $B_0(p\alpha)$, datorită unor mijloace adecvate de a înăbuși armonicile superioare (repartizarea în mai multe crestături pe pol și fază $-q>1$ — și pas scurtat, de exemplu), iar

$$B_0(p\alpha) = \frac{4}{\pi}\,\frac{\mu_0 w k_w i_U}{p\delta}\cos p\alpha,$$

w fiind numărul de spire în serie pentru o fază statorică, iar k_w coeficientul de înfășurare respectiv, unghiul geometric α fiind coordonata unui punct oarecare M la periferia statorului, unghiul cotat ca în figura 6.15.

Dacă însă se ține seama de existența unui întrefier δ variabil, constant pe deschiderea unghiulară electrică $\pi\alpha_p$ (în care $\alpha_p = b_p/\tau$, b_p fiind lățimea piesei polare, iar τ pasul polar, uzual $\alpha_p \approx 2/3$) și foarte mare pe deschiderea unghiulară electrică $\pi - \pi\alpha_p$ dintre piesele polare, distribuția spațială a cîmpului $B(p\alpha)$ produs de înfășurarea U se modifică simțitor în raport cu sinusoida $B_0(p\alpha)$, așa cum indică curba linie-punct (cu hașuri) din figura 6.15. În dreptul zonei interpolare, care la momentul t cade undeva în zona îmbrățișată de faza U, cîmpul real $B(p\alpha)$ este foarte redus, practic nul, deoarece întrefierul este foarte mare și opune o reluctanță deosebit de mare trecerii fluxului. În studiul inductivității proprii L_{UU}, ca și a celor mutuale L_{UV}, L_{UW}, va trebui să luăm în considerație numai armonica fundamentală $B^{(1)}(p\alpha)$ a cîmpului deformat real $B(p\alpha)$, deoarece celelalte armonici nu vor induce în faza proprie sau în celelalte faze statorice t.e.m. importante (prin repartizarea înfășurării în mai multe crestături pe pol și fază ca și prin pasul scurtat, armonicile superioare ale cîmpului, chiar dacă au amplitudini mai deosebite, induc t.e.m. foarte reduse, practic neglijabile ; a se vedea § 5.2.3). În figura 6.15 armonica fundamentală $B^{(1)}(p\alpha)$ este evidențiată prin linie întreruptă, punîndu-se în evidență un decalaj oarecare în comparație cu sinusoida $B_0(p\alpha)$ care ar fi valabilă la $\delta = \text{const}$. Așadar, expresia analitică a cîmpului $B^{(1)}(p\alpha)$ va fi

$$B^{(1)}(p\alpha) = K_1 \sin p\alpha + K_2 \cos p\alpha, \tag{6.21}$$

coeficienții K_1 și K_2 putînd fi calculați pe baza teoriei seriei Fourier

$$K_1 = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} B(p\alpha)\sin p\alpha\,\mathrm{d}(p\alpha) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} B(p\alpha)\sin p\alpha\,\mathrm{d}(p\alpha);$$

$$K_2 = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} B(p\alpha)\cos p\alpha\,\mathrm{d}(p\alpha) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} B(p\alpha)\cos p\alpha\,\mathrm{d}(p\alpha),$$

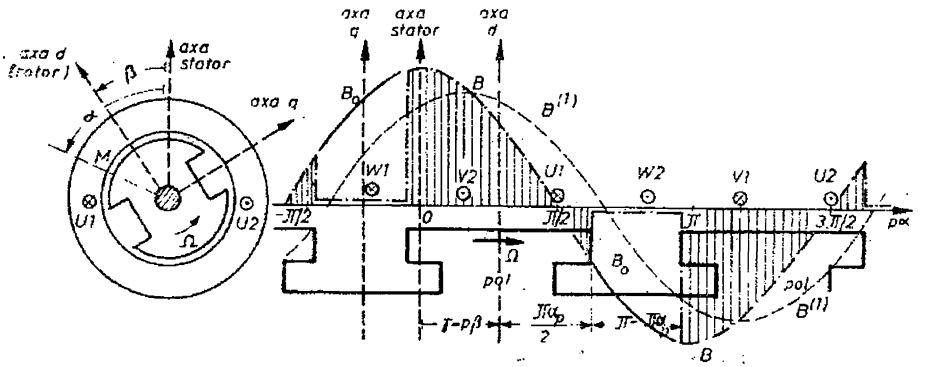


Fig. 6.15

în care s-a ținut seama că unda $B(p\alpha)$ care se descompune în serie îndeplinește condiția $B(p\alpha + \pi) = -B(p\alpha)$. În plus, trebuie să ținem seama că unda $B(p\alpha)$ este egală cu $B_0(p\alpha)$, pe deschiderea unui pol și este nulă pe deschiderea interpolară (fig. 6.15.) Deci

$$K_1 = \frac{8\mu_0 w k_w i_U}{\pi^2 p\delta}\left[\int_0^{\gamma+\frac{\pi\alpha_p}{2}} \cos p\alpha \sin p\alpha \, \mathrm{d}(p\alpha) + \int_{\pi+\gamma-\frac{\pi\alpha_p}{2}}^{\pi} \cos p\alpha \sin p\alpha \, \mathrm{d}(p\alpha)\right] =$$

$$= \frac{4\mu_0 w k_w i_U}{\pi^2 p\delta} \sin \pi\alpha_p \sin 2\gamma ; \tag{6.22}$$

$$K_2 = \frac{8\mu_0 w k_w i_U}{\pi^2 p\delta}\left[\int_0^{\gamma+\frac{\pi\alpha_p}{2}} \cos^2 p\alpha \, \mathrm{d}(p\alpha) + \int_{\pi+\gamma-\frac{\pi\alpha_p}{2}}^{\pi} \cos^2 p\alpha \, \mathrm{d}(p\alpha)\right] =$$

$$= -\frac{4\mu_0 w k_w i_U}{\pi^2 p\delta}(\pi\alpha_p + \sin \pi\alpha_p \cos 2\gamma). \tag{6.23}$$

Odată cunoscută expresia (6.21), putem calcula fluxul total util pe care faza U, parcursă de curentul i_U, îl produce prin propriile spire. Pentru aceasta trebuie calculată valoarea medie a inducției $B^{(1)}(p\alpha)$ pe deschiderea $(-\pi/2, +\pi/2)$ a unei bobine U; apoi se calculează fluxul fascicular și prin înmulțirea acestuia cu wk_w se obține fluxul total,

$$\psi_{UUu} = wk_w L\tau \frac{1}{\pi}\int_{-\pi/2}^{\pi/2} B^{(1)}(p\alpha)\,\mathrm{d}(p\alpha) = \frac{2wk_w L\tau}{\pi} K_2 =$$

$$= \frac{8\mu_0 (wk_w)^2 L\tau i_U}{\pi^2 p\delta}(\pi\alpha_p + \sin \pi\alpha_p \cos 2\gamma),$$

iar prin împărțirea acestuia cu curentul i_U rezultă inductivitatea proprie utilă L_{UUu} (adică corespunzătoare fluxului total care trece prin întrefier în cealaltă armătură)

$$L_{UUu} = \frac{\psi_{UUu}}{i_U} = L_1 + L_2 \cos 2\gamma,$$

în care:
$$L_1 = \frac{8\mu_0 (wk_w)^2 L\tau}{\pi^3 p\delta}\pi\alpha_p ; \quad L_2 = \frac{8\mu_0 (wk_w)^2 L\tau}{\pi^3 p\delta}\sin \pi\alpha_p. \tag{6.24}$$

Cum $\alpha_p \approx 2/3$, rezultă $L_1 > 2L_2$ și o variație în timp a inductivității proprii totale, care ia în considerație și existența cîmpului de dispersie,

$$L_{UU} = L_\sigma + L_{UUu} = L_\sigma + L_1 + L_2 \cos 2\gamma, \tag{6.25}$$

ca în figura 6.16.

Cunoscînd expresia (6.21) a cîmpului fundamental $B^{(1)}(p\alpha)$ produs în întrefier de faza U, putem calcula fluxul total ψ_{UV} produs de faza U și înlănțuit cu spirele fazei V prin intermediul

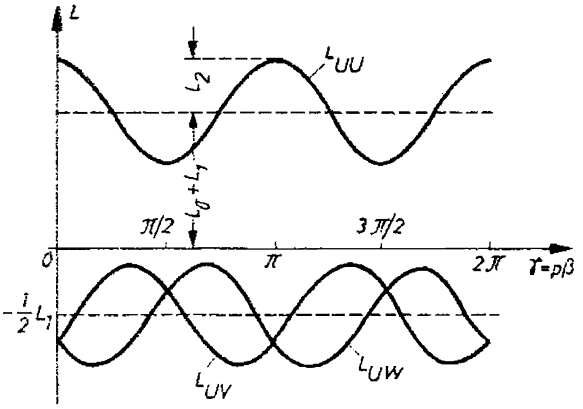


Fig. 6.16

valorii medii a inducției $B^{(1)}(p\alpha)$ pe deschiderea $\left(\frac{\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}\right)$ ce revine unei bobine a fazei V (fig. 6.15):

$$\psi_{UV} = wk_w L\tau \frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{7\pi/6} B^{(1)}(p\alpha)\, \mathrm{d}(p\alpha) = \frac{wk_w L\tau}{\pi} (-K_2 + \sqrt{3} K_1) =$$

$$= \left[-\frac{1}{2} L_1 + L_2 \left(-\frac{1}{2} \cos 2\gamma + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin 2\gamma \right) \right] i_U =$$

$$= \left[-\frac{1}{2} L_1 + L_2 \cos \left(2\gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \right] i_U,$$

ceea ce permite să scriem imediat:

$$L_{UV} = L_{VU} = \frac{\psi_{UV}}{i_U} = -\frac{1}{2} L_1 + L_2 \cos \left(2\gamma - \frac{2\pi}{3} \right). \tag{6.26}$$

În mod analog se deduc

$$\begin{aligned}
L_{UW} &= L_{WU} = -\frac{1}{2} L_1 + L_2 \cos \left(2\gamma - \frac{4\pi}{3} \right); \\
L_{VV} &= L_\sigma + L_1 + L_2 \cos \left(2\gamma - \frac{4\pi}{3} \right); \\
L_{WW} &= L_\sigma + L_1 + L_2 \cos \left(2\gamma - \frac{2\pi}{3} \right); \\
L_{VW} &= L_{WV} = -\frac{1}{2} L_1 + L_2 \cos 2\gamma,
\end{aligned} \tag{6.27}$$

ceea ce evidențiază clar că toate aceste inductivități sînt funcție de timp (fig. 6.16). Expresiile inductivităților mutuale includ și semnul cuplajului magnetic respectiv.

Să trecem acum la inductivitățile mutuale stator-rotor. Fluxul total produs de cîmpul magnetic fundamental de excitație

$$B_E(p\alpha) = \frac{\mu_0 w_E k_E i_E}{\delta} \cos p(\alpha - \beta) = \frac{\mu_0 w_E k_E i_E}{\delta} \cos(p\alpha - \gamma)$$

prin spirele înfășurării U statorice va fi

$$\psi_{EC} = w k_w L\tau \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_E(p\alpha)\, \mathrm{d}(p\alpha) = \frac{2\mu_0 w_E k_E w k_w L\tau i_E}{\pi\delta} \cos\gamma,$$

astfel încît inductivitatea mutuală L_{UE} și analog inductivitățile L_{VE}, L_{WE} au expresiile :

$$\begin{aligned} L_{UE} &= L_{UEm} \cos\gamma ; \\ L_{VE} &= L_{UEm} \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) ; \\ L_{WE} &= L_{UEm} \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right), \end{aligned} \tag{6.28}$$

în care :

$$L_{UEm} = \frac{2\mu_0 w_E k_E w k_w L\tau}{\pi\delta} . \tag{6.29}$$

Procedînd la fel se deduc expresiile următoare ale inductivităților stator-circuit de amortizare longitudinală și stator-circuit de amortizare transversală :

$$\begin{aligned} L_{UD} &= L_{UDm} \cos\gamma ; \\ L_{VD} &= L_{UDm} \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) ; \\ L_{WD} &= L_{UDm} \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) ; \\ L_{UQ} &= L_{UQm} \sin\gamma ; \\ L_{VQ} &= L_{UQm} \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) ; \\ L_{WQ} &= L_{UQm} \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right), \end{aligned} \tag{6.30}$$

Inductivitățile L_{EE}, L_{DD}, L_{QQ}, $L_{ED} = L_{DE}$ nu depind de poziția rotorului caracterizînd circuite imobile față de rotor. Între circuitele E și D pe de o parte și Q pe de altă parte nu există inducție mutuală fiind în cvadratură electrică spațială (nici o linie de cîmp a circuitului Q nu se înlănțuie cu spire ale circuitelor E și D).

În felul acesta, cunoscînd dependența inductivităților proprii și mutuale de poziția rotorului, se pot scrie ecuațiile diferențiale legînd mărimile instantanee reale ale motorului :

$$u_U = Ri_U + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_{UU}i_U) + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_{UV}i_V) + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_{UW}i_W) + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_{UE}i_E) +$$

$$+ \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_{UD}i_D) + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_{UQ}i_Q) ;$$

$$u_V = Ri_V + \frac{d}{dt}(L_{VV}i_V) + \frac{d}{dt}(L_{VU}i_U) + \frac{d}{dt}(L_{VW}i_W) +$$

$$+ \frac{d}{dt}(L_{VE}i_E) + \frac{d}{dt}(L_{VD}i_D) + \frac{d}{dt}(L_{VQ}i_Q);$$

$$u_W = Ri_W + \frac{d}{dt}(L_{UW}i_W) + \frac{d}{dt}(L_{VW}i_W) + \frac{d}{dt}(L_{WW}i_W) +$$

$$+ \frac{d}{dt}(L_{WE}i_E) + \frac{d}{dt}(L_{WD}i_D) + \frac{d}{dt}(L_{WQ}i_Q); \qquad (7.31)$$

$$u_E = R_E i_E + L_{EE}\frac{di_E}{dt} + \frac{d}{dt}(L_{UE}i_U) + \frac{d}{dt}(L_{VE}i_V) + \frac{d}{dt}(L_{WE}i_W) + L_{ED}\frac{di_D}{dt};$$

$$0 = R_D i_D + L_{DD}\frac{di_D}{dt} + \frac{d}{dt}(L_{UD}i_U) + \frac{d}{dt}(L_{VD}i_V) + \frac{d}{dt}(L_{WD}i_W) + L_{ED}\frac{di_E}{dt};$$

$$0 = R_Q i_Q + L_{QQ}\frac{di_Q}{dt} + \frac{d}{dt}(L_{UQ}i_U) + \frac{d}{dt}(L_{VQ}i_V) + \frac{d}{dt}(L_{WQ}i_W).$$

Integrarea acestor ecuații neliniare în diferite situații concrete este dificilă din cauza inductivităților care sînt variabile în funcție de timp, odată cu poziția rotorului. Pentru ușurarea integrării ecuațiilor se procedează la o schimbare a variabilelor statorice, așa cum a propus Park pe baza ideii lui Blondel. Relațiile între noile variabile u_d și i_d, respectiv u_q și i_q și vechile variabile sînt exact cele prezentate sub numerele (5.55) și (5.56) la teoria motorului asincron, în ipotezele:

$$u_U + u_V + u_W = 0;$$

$$i_U + i_V + i_W = 0,$$

care sînt practic valabile totdeauna la motorul sincron. Deci:

$$u_d = \frac{2}{3}\left[u_U \cos\gamma + u_V \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + u_W \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right)\right];$$

$$u_q = \frac{2}{3}\left[u_U \sin\gamma + u_V \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + u_W \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right)\right] \qquad (6.32)$$

sau, invers

$$u_U = u_d \cos\gamma + u_q \sin\gamma;$$

$$u_V = u_d \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + u_q \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$u_W = u_d \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) + u_q \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right), \qquad (6.33)$$

și relații analoage pentru curenții statorici.

Înmulțind prima ecuație a sistemului (6.31) cu $\frac{2}{3}\cos\gamma$, pe a doua cu $\frac{2}{3}\cos\left(\gamma-\frac{2\pi}{3}\right)$ și pe a treia cu $\frac{2}{3}\cos\left(\gamma-\frac{4\pi}{3}\right)$, prin însumare se obține u_d. Analog se obține u_q, conform definiției (6.32).

Se ajunge în cele din urmă la următorul nou sistem:

$$\begin{aligned}
u_d &= \frac{d\psi_d}{dt} + \psi_q\frac{d\gamma}{dt} + Ri_d;\\
u_q &= -\psi_d\frac{d\gamma}{dt} + \frac{d\psi_q}{dt} + Ri_q;\\
u_E &= \frac{d\psi_E}{dt} + R_Ei_E;\\
0 &= \frac{d\psi_D}{dt} + R_Di_D;\\
0 &= \frac{d\psi_Q}{dt} + R_Qi_Q,
\end{aligned} \tag{6.34}$$

în care diferitele fluxuri totale au următoarele expresii:

$$\begin{aligned}
\psi_d &= L_di_d + L_{dE}i_E + L_{dD}i_D;\\
\psi_q &= L_qi_q + L_{qQ}i_Q;\\
\psi_E &= \frac{3}{2}L_{dE}i_d + L_{EE}i_E + L_{ED}i_D;\\
\psi_D &= \frac{3}{2}L_{dD}i_d + L_{ED}i_E + L_{DD}i_D;\\
\psi_Q &= \frac{3}{2}L_{qQ}i_Q + L_{QQ}i_Q,
\end{aligned} \tag{6.34'}$$

unde s-au folosit notațiile:

$$L_d = L_\sigma + \mathcal{L}_{ad} = L_\sigma + \frac{3}{2}(L_1 + L_2);\ L_q = L_\sigma + \mathcal{L}_{aq} = L_\sigma + \frac{3}{2}(L_1 - L_2);$$

$$\begin{aligned}
\mathcal{L}_{ad} &= \frac{6\mu_0(wk_w)^2L\tau}{\pi^2p\delta}\cdot\frac{\pi\alpha_p + \sin\pi\alpha_p}{\pi};\\
\mathcal{L}_{aq} &= \frac{6\mu_0(wk_w)^2L\tau}{\pi^2p\delta}\cdot\frac{\pi\alpha_p - \sin\pi\alpha_p}{\pi};\\
L_{dD} &= L_{rDm};\ L_{dE} = L_{rEm};\ L_{qQ} = L_{rQm}.
\end{aligned} \tag{6.35}$$

De obicei se utilizează notațiile:

$$k_{ad} = \frac{\pi\alpha_p + \sin\pi\alpha_p}{\pi};\ k_{aq} = \frac{\pi\alpha_p - \sin\pi\alpha_p}{\pi}.$$

ceea ce înseamnă că inductivităţile $\mathcal{L}_{ad}$ şi $\mathcal{L}_{aq}$ (inductivităţi proprii ciclice care includ influenţa tuturor fazelor statorice asupra unei faze tot statorice după axele d, respectiv q), se pot pune sub forma :

$$\mathcal{L}_{ad} = \frac{6\mu_0(wk_w)^2 k_{ad} L\tau}{\pi^2 p\delta};$$

$$\mathcal{L}_{aq} = \frac{6\mu_0(wk_w)^2 k_{aq} L\tau}{\pi^2 p\delta}. \qquad (6.35')$$

La motorul sincron cu poli înecaţi, întrefierul este constant la periferia interioară a statorului şi deci $\alpha_\mu = 1$, ceea ce atrage după sine următoarele egalităţi : $k_{ad} = k_{aq} = 1$; $\mathcal{L}_{ad} = \mathcal{L}_{aq} = \mathcal{L}_\mu$ [relaţia (6.16)] şi $L_d = L_q = L_s$ (L_s fiind inductivitatea sincronă ; a se vedea § 6.4.3, $L_s = L_\sigma + L_\mu$).

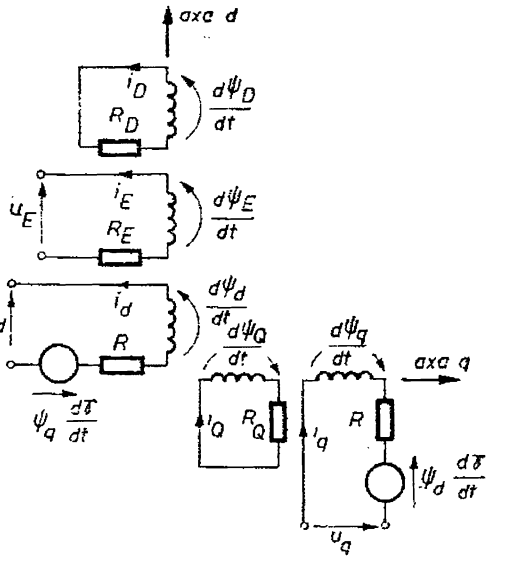


Fig. 6.17

În figura 6.17 s-a redat o schemă electrică echivalentă corespunzătoare noului sistem de ecuaţii (6.34), care caracterizează motorul sincron trifazat cu poli aparenţi. Precum se vede, sistemele de ecuaţii (6.34) şi (6.34') conţin ecuaţii diferenţiale, în care parametrii, rezistenţe şi inductivităţi, sînt de data aceasta constante, nu depind de unghiul γ, deci de timp. Aceste ecuaţii se pot integra în condiţii date mult mai uşor decît sistemul iniţial, în care interveneau mărimile reale instantanee. Sistemul rămîne însă în continuare neliniar şi sub noua formă.

Pentru ca sistemul de ecuaţii în regim dinamic să fie complet, a rămas de stabilit expresia cuplului electromagnetic în funcţie de noile mărimi asociate axelor d şi q şi de scris ecuaţia mişcării ansamblului motor-maşină de lucru. Pentru aceasta vom apela la teorema forţelor generalizate (langrangeene) :

$$m = + \left(\frac{\partial W_m}{\delta\beta}\right)_{i=\text{const.}},$$

unde : W_m este energia localizată în cîmpul magnetic al circuitelor maşinii, iar β reprezintă coordonata generalizată care fixează poziţia rotorului în raport cu axa de referinţă spaţială (fig. 6.15), derivata calculîndu-se în ipoteza că toţi curenţii i din înfăşurări sînt păstraţi constanţi. Ţinînd seama de faptul că mărimea W_m depinde de inductivităţile proprii şi mutuale şi de curenţi, iar curenţii se consideră constanţi în calculul derivatei parţiale din expresia cuplului, rezultă că se derivează în raport cu β numai inductivităţile. Vom separa deci din expresia generală a energiei W_m numai acea parte W'_m care depinde de unghiul β (numită şi energie de interacţiune stator-rotor)

$$W'_m = \frac{1}{2}(L_{UU}i_U^2 + L_{VV}i_V^2 + L_{WW}i_W^2) + L_{UV}i_Ui_V + L_{VW}i_Wi_V + L_{WU}i_Wi_U +$$

$$+ (L_{UE}i_U + L_{VE}i_V + L_{WE}i_W)i_E + (L_{UD}i_U + L_{VD}i_V + L_{WD}i_W)i_D + (L_{UQ}i_U + L_{VQ}i_V + L_{WQ}i_W)i_Q.$$

În consecinţă,

$$m = + \frac{1}{2}p\left(\frac{dL_{UU}}{d\gamma}i_U^2 + \frac{dL_{VV}}{d\gamma}i_V^2 + \frac{dL_{WW}}{d\gamma}i_W^2\right) + p\left(\frac{dL_{UV}}{d\gamma}i_Ui_V + \frac{dL_{VW}}{d\gamma}i_Vi_W +\right.$$

$$\left. + \frac{dL_{WU}}{d\gamma}i_Wi_U\right) + p\left(\frac{dL_{UE}}{d\gamma}i_U + \frac{dL_{VE}}{d\gamma}i_V + \frac{dL_{WE}}{d\gamma}i_W\right)i_E + p\left(\frac{dL_{UD}}{d\gamma}i_U + \frac{dL_{VD}}{d\gamma}i_V +\right.$$

$$\left. + \frac{dL_{WD}}{d\gamma}i_W\right)i_D + p\left(\frac{dL_{UQ}}{d\gamma}i_U + \frac{dL_{VQ}}{d\gamma}i_V + \frac{dL_{WQ}}{d\gamma}i_W\right)i_Q.$$

În această expresie, înlocuim curenții reali i_U, i_V, i_W prin componentele lor longitudinală și transversală, conform relațiilor de tipul (6.33), iar inductivitățile prin expresiile lor (6.26), (6.30). După o serie de calcule elementare, folosind și identități trigonometrice uzuale, se ajunge la următoarea expresie

$$m = -\frac{3}{2} p(3L_2 i_d i_q + L_{UEm} i_E i_q + L_{UDm} i_D i_q - L_{UQm} i_Q i_d),$$

sau, avînd în vedere notațiile (6.35) și faptului că

$$3L_2 = L_d - L_q,$$

$$m = -\frac{3}{2} p[L_{UE} i_D i_q + (L_d - L_q) i_d i_q + L_{UD} i_D i_q - L_{UQ} i_Q i_d] \tag{6.36}$$

sau

$$m = \frac{3}{2} p(-\psi_d i_q + \psi_q i_d). \tag{6.36'}$$

Ecuația mișcării va fi

$$m - m_r = J \frac{d\Omega}{dt} = \frac{J}{p} \frac{d^2\gamma}{dt^2}, \tag{6.37}$$

(deoarece $\gamma = p\beta$, iar $\frac{d\beta}{dt} = \Omega$) m_r fiind cuplul rezistent total la arborele motorului, iar J momentul total de inerție.

Cuplul electromagnetic m are deci trei componente, așa cum arată expresia (6.36): prima este datorită curentului de excitație (valabilă și în regimul staționar), cea de a doua provine din nesimetria geometrică a mașinii cu poli aparenți ($L_d \neq L_q$, valabilă și în regim staționar, inexistentă la mașina cu poli înecați), iar cea de a treia reprezintă un cuplu de amortizare, fiind funcție de curenții i_D și i_Q (inexistentă în regim staționar și în cazul cînd mașina nu are colivie de veveriță implantată în polii aparenți).

Observația 1. Ecuațiile stabilite mai sus se pot aduce la o formă mai simplă, transformîndu-le în ecuații de mărimi fără dimensiuni. Pentru a realiza această transformare, să alegem mai întîi o serie de mărimi de bază la care să raportăm mărimile care intervin în ecuațiile (6.34), (6.34'). Astfel, pentru pulsație (viteză unghiulară) vom alege ca mărime de bază o valoare oarecare ω_b. Pe această bază derivatele în raport cu timpul se vor scrie astfel:

$$\frac{d}{dt} = \omega_b \frac{d}{d(\omega_b t)} = \omega_b \frac{d}{d\tau},$$

în care s-a notat $\tau = \omega_b t$. În acest fel în locul variabilei independente t măsurată în secunde, se introduce variabila fără dimensiuni τ (denumită uneori *timp sincron*, dacă $\omega_b = p\Omega_n$, Ω_n fiind viteza unghiulară nominală a generatorului). Derivata în raport cu timpul a unghiului γ, adică viteza unghiulară electrică instantanee se va scrie astfel:

$$\frac{d\gamma}{dt} = \omega_b \frac{\frac{d\gamma}{dt}}{\omega_b} = \omega_b \nu,$$

în care s-a notat

$$\nu = \frac{1}{\omega_b} \frac{d\gamma}{dt} = \frac{d\gamma}{d\tau},$$

mărimea ν fiind viteza unghiulară electrică instantanee relativă, raportată deci la ω_b.

Diferitele inductivități înmulțite cu pulsația de bază ω_b dau reactanțele de același indici. Pe baza celor stabilite pînă acum, sistemele de ecuații (6.34) și (6.34') devin, respectiv,

$$
\begin{aligned}
u_d &= \frac{\mathrm{d}(\omega_b\psi_d)}{\mathrm{d}\tau} + \nu\omega_b\psi_q + Ri_d ;\\
u_q &= -\nu\omega_b\psi_d + \frac{\mathrm{d}(\omega_b\psi_q)}{\mathrm{d}\tau} + Ri_q ;\\
u_E &= \frac{\mathrm{d}(\omega_b\psi_E)}{\mathrm{d}\tau} + R_E i_E ;\\
0 &= \frac{\mathrm{d}(\omega_b\psi_D)}{\mathrm{d}\tau} + R_D i_D ;\\
0 &= \frac{\mathrm{d}(\omega_b\psi_Q)}{\mathrm{d}\tau} + R_Q i_Q ;
\end{aligned}
\tag{6.38}
$$

$$
\begin{aligned}
\omega_b\psi_d &= X_d i_d + X_{dE} i_E + X_{dD} i_D ;\\
\omega_b\psi_q &= X_q i_q + X_{qQ} i_Q ;\\
\omega_b\psi_E &= \frac{3}{2} X_{dE} i_d + X_{EE} i_E + X_{ED} i_D ;\\
\omega_b\psi_D &= \frac{3}{2} X_{dD} i_d + X_{ED} i_E + X_{DD} i_D ;\\
\omega_b\psi_Q &= \frac{3}{2} X_{qQ} i_q + X_{QQ} i_Q .
\end{aligned}
\tag{6.38'}
$$

Mărimea X_d se numește *reactanță sincronă longitudinală*, în timp ce X_q poartă numele de *reactanță sincronă transversală* ($X_d > X_q$).

Pentru mărimile statorice, tensiuni, rezistențe (reactanțe) și curenți vom lua ca mărimi de bază în raportare U_b, Z_b și I_b, între care există următoarea relație

$$U_b = Z_b I_b .$$

Pentru circuitul de excitație, mărimile de bază vor fi U_{Eb}, Z_{Eb} și I_{Eb} cu relația

$$U_{Eb} = Z_{Eb} I_{Eb} .$$

În mod analog se aleg mărimile de bază ale circuitelor de amortizare, între aceste mărimi existînd, respectiv, legăturile:

$$U_{Db} = Z_{Db} I_{Db} ;$$

$$U_{Qb} = Z_{Qb} I_{Qb} .$$

Odată alese mărimile de bază pentru diferitele circuite, vom defini mărimile raportate astfel:

$$\mathbf{u}_d = \frac{u_d}{U_b} ;\ \mathbf{i}_d = \frac{i_d}{I_b} ;\ \mathbf{i}_q = \frac{i_q}{I_b} ;\ \mathbf{i}_E = \frac{i_E}{I_{Eb}} ;\ \mathbf{i}_D = \frac{i_D}{I_{Db}} ;\ \mathbf{i}_Q = \frac{i_Q}{I_{Qb}} ;$$

$$\psi_d = \frac{\omega_b\psi_d}{U_b} = \frac{X_d}{Z_b}\frac{i_d}{I_b} + \frac{X_{dE}}{Z_b}\frac{i_E}{I_{Eb}}\frac{I_{Eb}}{I_b} + \frac{X_{dD}}{Z_b}\frac{i_D}{I_{Db}}\frac{I_{Db}}{I_b} ;$$

$$\psi_d = \frac{\omega_b \psi_d}{U_b} = \frac{X_d}{Z_b}\frac{i_d}{I_b} + \frac{X_{dQ}}{Z_b}\frac{i_Q}{I_{Qb}}\frac{I_{Qb}}{I_b};$$

$$\psi_E = \frac{\omega_b \psi_E}{U_{Eb}} = \frac{3}{2}\frac{X_{dE}}{Z_{Eb}}\frac{i_d}{I_b}\frac{I_b}{I_{Eb}} + \frac{X_{EE}}{Z_{Eb}}\frac{i_E}{I_{Eb}} + \frac{X_{ED}}{Z_{Eb}}\frac{i_D}{I_{Db}}\frac{I_{Db}}{I_{Eb}}; \qquad (6.39)$$

$$\psi_D = \frac{\omega_b \psi_D}{U_{Db}} = \frac{3}{2}\frac{X_{dD}}{Z_{Db}}\frac{i_d}{I_b}\frac{I_b}{I_{Db}} + \frac{X_{ED}}{Z_{Db}}\frac{i_E}{I_{Eb}}\frac{I_{Eb}}{I_{Db}} + \frac{X_{DD}}{Z_{Db}}\frac{i_D}{I_{Db}};$$

$$\psi_Q = \frac{\omega_b \psi_Q}{U_{Qb}} = \frac{3}{2}\frac{X_{dQ}}{Z_{Qb}}\frac{i_q}{I_b}\frac{I_b}{I_{Qb}} + \frac{X_{QQ}}{Z_{Qb}}\frac{i_Q}{I_{Qb}}.$$

Reactanțele pot fi exprimate și ele în mărimi relative. Astfel, reactanțele proprii relative sînt definite prin următoarele expresii:

$$x_d = \frac{X_d}{Z_b};\ x_q = \frac{X_q}{Z_b};\ x_{EE} = \frac{X_{EE}}{Z_{Eb}};\ x_{DD} = \frac{X_{DD}}{Z_{Db}};\ x_{QQ} = \frac{X_{QQ}}{Z_{Qb}},$$

în care

$$X_d = X_\sigma + X_{ad} = \omega_b(L_\sigma + \mathcal{L}_{ad});$$

$$X_q = X_\sigma + X_{aq} = \omega_b(L_\sigma + \mathcal{L}_{aq}).$$

În asemenea, rezistențele și reactanța de dispersie statorică pot fi raportate, obținîndu-se

$$r = \frac{R}{Z_b};\ r_E = \frac{R_E}{Z_{Eb}};\ r_D = \frac{R_D}{Z_{Db}};\ r_Q = \frac{R_Q}{Z_{Qb}};\ x_\sigma = \frac{X_\sigma}{Z_b}.$$

În ceea ce privește reactanțele mutuale între circuite, vom căuta o raportare de așa manieră, încît expresiile fluxurilor raportate (6.39) să se simplifice. Așadar, impunînd ca în expresiile ψ_d și ψ_E să intervină aceeași inductanță mutuală relativă de indici dE, se poate scrie

$$x_{dE} = \frac{X_{dE}}{Z_b}\frac{I_{Eb}}{I_b} = \frac{3}{2}\frac{X_{dE}}{Z_{Eb}}\frac{I_b}{I_{Eb}},$$

egalitate care este valabilă numai dacă

$$Z_{Eb} = \frac{3}{2} Z_b \left(\frac{I_b}{I_{Eb}}\right)^2. \qquad (6.40)$$

Ultima relație arată că impedanța de bază Z_{Eb}, care era la libera noastră alegere, trebuie legată de mărimile Z_b, I_b și I_{Eb} pentru ca să fie satisfăcută egalitatea (6.40).

În mod analog, impunem

$$x_{dD} = \frac{X_{dD}}{Z_b}\frac{I_{Db}}{I_b} = \frac{3}{2}\frac{X_{dD}}{Z_{Db}}\frac{I_b}{I_{Db}},$$

deci impedanța Z_{Db} nu este independentă, ci satisface egalitatea

$$Z_{Db} = \frac{3}{2} Z_b \left(\frac{I_b}{I_{Db}}\right)^2 \qquad (6.41)$$

și același lucru pentru

$$x_{qQ} = \frac{X_{qQ}}{Z_b}\frac{I_{Qb}}{I_b} = \frac{3}{2}\frac{X_{qQ}}{Z_{Qb}}\frac{I_b}{I_{Qb}},$$

de unde rezultă

$$Z_{Qb} = \frac{3}{2} Z_b \left(\frac{I_b}{I_{Qb}}\right)^2. \qquad (6.42)$$

Utilizînd mărimile raportate definite mai sus, sistemele de ecuații (6.38) și (6.39') capătă următoarea formă :

$$
\begin{aligned}
u_d &= \frac{d\psi_d}{d\tau} + \nu\psi_q + r i_d ;\\
u_q &= -\frac{d\psi_q}{d\tau} + \nu\psi_d + r i_q ;\\
u_E &= \frac{d\psi_E}{d\tau} + r_E i_E ;\\
0 &= \frac{d\psi_D}{d\tau} + r_D i_D ;\\
0 &= \frac{d\psi_Q}{d\tau} + r_Q i_Q ,
\end{aligned}
\tag{6.43}
$$

$$
\begin{aligned}
\psi_d &= (x_\sigma + x_{ad}) i_d + x_{DE} i_E + x_{dD} i_D ,\\
\psi_q &= (x_\sigma + x_{aq}) i_q + x_{qQ} i_Q ,\\
\psi_E &= x_{dE} i_d + x_{EE} i_E + x_{ED} i_D ,\\
\psi_D &= x_{dD} i_d + x_{ED} i_E + x_{DD} i_D ,\\
\psi_Q &= x_{qQ} i_q + x_{qQ} i_Q .
\end{aligned}
\tag{6.44}
$$

În sfîrșit, deoarece și curenții de bază I_{Eb}, I_{Db} I_{Qb} sînt la libera alegere, îi vom determina din condiții suplimentare care să simplifice și mai mult expresiile (6.44) ale fluxurilor relative. Astfel, vom determina pe I_{Eb} din condiția

$$
\frac{\mu_0 w_E k_E I_{Eb}}{\delta} = \frac{3\mu_0 w k_w k_{ad} I_b}{\pi p \delta} ,
$$

de unde rezultă

$$
I_{Eb} = I_b \frac{3 w k_w k_{ad}}{\pi p w_E k_E} . \tag{6.45}
$$

Dacă I_{Eb} este ales conform condiției (6.45), atunci acest fapt are o urmare foarte interesantă. Conform relației de definiție

$$
x_{dE} = \frac{X_{dE}}{Z_b} \frac{I_{Eb}}{I_b} = \frac{X_{dE}}{Z_b} \frac{3 w k_w k_{ad}}{\pi p w_E k_E} .
$$

Dar, așa cum s-a demonstrat mai sus [vezi expresia (6.29)],

$$
X_{dE} = \omega_b L_{dE} = \omega_b L_{\sigma E m} = \frac{2\mu_0 w_E k_E w k_w L \tau \omega_b}{\pi \delta}
$$

și, în consecință

$$
x_{dE} = \frac{6\mu_0 (w k_w)^2 k_{ad} L \tau \omega_b}{\pi^2 p \delta} \frac{1}{Z_b} . \tag{6.46}
$$

Însă, luînd în considerație expresiile (6.35'), se poate scrie

$$
X_{ad} = \omega_b \mathcal{L}_{ad} = \frac{6\mu_0 (w k_w)^2 k_{ad} L \tau \omega_b}{\pi^2 p \delta} . \tag{6.47}
$$

Comparînd expresiile (6.46) și (6.47), rezultă

$$x_{adE} = \frac{X_{ad}}{Z_b} = x_{ad}. \tag{6.48}$$

Așadar, prin alegerea convenabilă a curentului de bază de excitație I_{Eb}, se obține reducerea numărului de parametri din expresiile fluxurilor relative.

În mod cu totul asemănător, considerînd

$$I_{Db} = I_b \frac{3wk_w k_{ad}}{\pi p w_D k_D};$$

$$I_{Qb} = I_b \frac{3wk_w k_{aq}}{\pi p w_Q k_Q},$$

în care w_D ar fi numărul de spire echivalent al înfășurării longitudinale de amortizare, k_D coeficientul respectiv echivalent de înfășurare pentru armonica fundamentală, w_Q numărul echivalent de spire al înfășurării transversale de amortizare și k_Q coeficientul respectiv echivalent de înfășurare, se obține:

$$\begin{aligned} x_{adD} &= x_{ad}; \\ x_{qQ} &= x_{aq}. \end{aligned} \tag{6.49}$$

În felul acesta, pe baza relațiilor (6.48) și (6.19), expresiile (6.14) ale fluxurilor relative devin mai simple:

$$\begin{aligned} \psi_d &= x_\sigma \mathbf{i}_d + x_{ad}(\mathbf{i}_d + \mathbf{i}_E + \mathbf{i}_D); \\ \psi_q &= x_\sigma \mathbf{i}_q + x_{aq}(\mathbf{i}_q + \mathbf{i}_Q); \\ \psi_E &= x_{ad}\mathbf{i}_d + x_{EE}\mathbf{i}_E + X_{ED}\mathbf{i}_D; \\ \psi_D &= x_{ad}\mathbf{i}_d + x_{ED}\mathbf{i}_E + x_{DD}\mathbf{i}_D; \\ \psi_Q &= x_{aq}\mathbf{i}_q + x_{QQ}\mathbf{i}_Q, \end{aligned} \tag{6.50}$$

numărul reactanțelor relative reducîndu-se de la zece la șapte.

Sistemul de ecuații (6.43) și (6.50) este folosit pentru studiul diferitelor regimuri tranzitorii ale motorului sincron cu poli aparenți.

În valori relative, alegînd drept cuplu de referință mărimea $\frac{3}{2} U_b I_b/(\omega_b/p)$, cuplul electromagnetic are următoarea expresie

$$\mathbf{m} = -\psi_d \mathbf{i}_q + \psi_q \mathbf{i}_d \tag{6.51}$$

sau

$$\mathbf{m} = -x_{ad}\mathbf{i}_q(\mathbf{i}_d + \mathbf{i}_E + \mathbf{i}_D) + x_{aq}\mathbf{i}_d(\mathbf{i}_q + \mathbf{i}_Q). \tag{6.52}$$

În formulele de mai sus ale cuplului electromagnetic, el a fost contat ca pozitiv, adică acționînd în sensul vitezei unghiulare; în caz contrar, cuplul este rezistent.

Împărțind toate mărimile din ecuația mișcării (6.37) cu cuplul de bază $\frac{3}{2} U_b I_b/(\omega_b/p)$ și ținînd seamă de

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{d^2\beta}{dt^2} = \frac{1}{p}\frac{d^2\gamma}{dt^2} = \frac{\omega_b}{p}\frac{d\nu}{dt} = \frac{\omega_b^2}{p}\frac{d\nu}{d\tau},$$

relația de cupluri devine

$$\mathbf{m} - \mathbf{m}_s = H_j \frac{d\nu}{d\tau}, \tag{6.53}$$

în care mărimea

$$H_j = \frac{J\omega_b^3}{\frac{3}{2} p^2 U_b I_b}$$

este denumită *constanta de inerție.*

Observația 2. Cazul motorului sincron cu poli înecați se poate studia pe baza aceluiași sistem de ecuații (6.43) și (6.50), impunîndu-se corecțiile necesare ($x_{ad} = x_{aq}$).

Observația 3. Regimul staționar simetric, echilibrat reprezintă, evident, un caz particular al sistemului de ecuații stabilit mai sus. Considerînd în sistemul (6.34) și (6.34'), $i_D = i_Q = 0$; $i_E = I_E$; $\frac{d\psi}{dt} = 0$ și $\frac{d\gamma}{dt} = \omega = p\Omega = \text{const.}$, se obține:

$$U_d = +\omega\Psi_q + RI_d;$$
$$U_q = -\omega\Psi_d + RI_q;$$
$$U_E = R_E I_E;$$
$$\Psi_d = L_d I_d + \frac{L_{dE}}{\sqrt{2}} I_E;$$
$$\Psi_q = L_q I_q.$$

În ecuațiile precedente în locul coordonatelor Park-Blondel (notate cu litere mici) s-au considerat valorile efective sau continue (notate cu litere capitale). Or, așa cum s-a arătat în § 5.4.5, observația *1*, fazorii Park-Blondel în regim staționar devin (dacă axa *q* este luată drept axă *reală*, iar axa *d* ca axă *imaginară*, așa *cum recomandă normele* CEI 34-10):

$$\underline{u}_B = \underline{U}_D\sqrt{2} = \underline{U}\sqrt{2} = (U_q + jU_d)\sqrt{2} = u_q + ju_d;$$

$$\underline{i}_B = \underline{I}_D\sqrt{2} = \underline{I}\sqrt{2} = (I_q + jI_d)\sqrt{2} = i_q + ji_d,$$

de unde rezultă

$$i_d = I_d\sqrt{2};\ i_q = I_q\sqrt{2};\ u_d = U_d\sqrt{2};\ u_q = U_q\sqrt{2}$$

și, prin analogie

$$\psi_d = \Psi_d\sqrt{2};\ \psi_q = \Psi_q\sqrt{2}.$$

Eliminînd fluxurile și introducînd reactanțele, din ecuațiile de mai sus deducem:

$$U_d = X_q I_q + RI_d;$$
$$U_q = -X_d I_d - \frac{1}{\sqrt{2}} L_{dE} I_E + RI_q, \tag{6.54}$$

iar după ce înmulțim prima ecuație cu j și însumăm cele două relații,

$$\underline{U} = R\underline{I} - X_d I_d + jX_q I_q - \omega \frac{L_{dE}}{\sqrt{2}} I_E, \tag{6.55}$$

ceea ce conduce la diagrama de fazori din figura 6.18. Ultimul termen reprezintă chiar t.e.m. E_0 indusă de înfășurarea de excitație într-o fază a statorului, căci

$$\frac{1}{\sqrt{2}}\omega L_{dE} I_E = \frac{1}{\sqrt{2}}\omega L_{vEm} I_E = \frac{2\omega\mu_0 w_E k_E w k_w L\tau}{\pi\delta\sqrt{2}} I_E =$$
$$= \frac{2\pi}{\sqrt{2}} fwk_w L\tau\left(\frac{2\mu_0 w_E k_E}{\pi\delta} I_E\right) = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} fwk_w \Phi_{Em} = E_0,$$

pe baza relațiilor (6.29), (6.5), (6.6). Figura 6.18 corespunde exact diagramei motorului cu poli înecați ($X_d = X_s$) din figura 6.13 dacă se rotește aceastâ ultimă figură cu 180°.

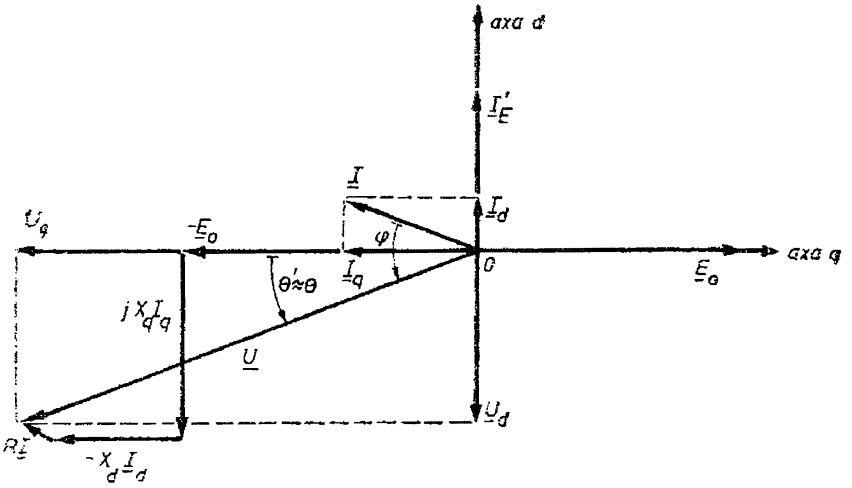


Fig. 6.13

Cît privește cuplul electromagnetic al mașinii cu poli aparenți în regim staționar, se găsește

$$M = \frac{-3}{2}\frac{p}{\omega}\left[X_{ad}i_E i_d + (X_q - X_d)i_d i_q\right] = \frac{-3}{2\Omega}\left[X_{ad}I_E I_q\sqrt{2} + 2(X_q - X_d)I_d I_q\right] =$$

$$= \frac{-3[E_0 I_q + (X_q - X_d)I_d I_q]}{\Omega}. \tag{6.56}$$

Observația 4. De obicei ca mărimi statorice de bază se iau tensiunea maximă nominală pe fază $U_N\sqrt{2}$ și amplitudinea maximă a curentului nominal $I_N\sqrt{2}$. Deci

$$I_b = I_N\sqrt{2} \text{ și } U_b = U_N\sqrt{2},$$

de unde rezultă că impedanța de bază este

$$Z_b = Z_N = \frac{U_N}{I_N}.$$

Observația 5. Sistemul de ecuații Park-Blondel dedus mai sus se aplică și la generatorul sincron trifazat, cu condiția de a schimba convenția de sensuri pozitive pentru mărimile statorice, statorul fiind acum circuit generator, ceea ce revine la a schimba semnul tensiunilor u_d și u_q.

6.5. Caracteristicile motoarelor sincrone trifazate

Mărimea cea mai importantă din punctul de vedere al acționărilor electrice fiind cuplul dezvoltat de motor, vom deduce în cele ce urmează o expresie a cuplului electromagnetic în funcție de parametrii motorului. Vom porni

de la expresia (6.56) referitoare la motorul sincron cu poli aparenți, din care vom elimina curenții I_d și I_q deduși din relațiile (6.54) cu $R \approx 0$:

$$I_q = \frac{U_d}{X_q}; \quad I_d = -\frac{U_q + E_0}{X_d}.$$

Dar, conform diagramei din figura 6.18, în care vom aproxima unghiul de defazaj θ' dintre t.e.m. $-\underline{E}_0$ și tensiunea $\underline{U}$ prin unghiul intern θ, componentele U_d și U_q pe direcțiile pozitive ale axelor d și q vor fi:

$$U_d = U\cos\left(\frac{3\pi}{2} - \theta\right) = -U\sin\theta; \quad U_q = U\cos(\pi - \theta) = -U\cos\theta.$$

Prin urmare,

$$I_d = \frac{U\cos\theta - E_0}{X_d}; \quad I_q = -\frac{U\sin\theta}{X_q}, \tag{6.57}$$

iar expresia (6.56) devine

$$M = \frac{3}{\Omega}\left[\frac{E_0 U}{X_d}\sin\theta + \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)U^2\sin 2\theta\right]. \tag{6.58}$$

Pentru motorul cu poli înecați, $X_d = X_q = X_s$, expresia de mai sus se simplifică

$$M = \frac{3}{\Omega}\frac{E_0 U}{X_s}\sin\theta. \tag{6.59}$$

De remarcat faptul că în cazul motorului cu poli aparenți, pe lîngă componenta principală a cuplului electromagnetic care depinde de curentul de excitație (prin intermediul t.e.m. E_0), există și o componentă independentă de excitație și funcție numai de tensiunea aplicată U. Această ultimă componentă, denumită *cuplu reactiv*, este datorată nesimetriei circuitului magnetic după cele două axe, longitudinală și transversală, adică, în ultimă instanță, faptului că $X_d \neq X_q$. Cuplul reactiv poate asigura singur funcționarea motorului la cupluri rezistente reduse, chiar dacă mașina pierde excitația. Există motoare sincrone — numite *motoare cu reluctanță variabilă* — care funcționează exclusiv pe baza acestui cuplu (deci fără excitație în c.c.), ceea ce simplifică mult construcția mașinii. Din nefericire cuplul reactiv este relativ slab și nu poate fi folosit decît la mașini de putere mică (v. § 8.2.1).

6.5.1. Caracteristica mecanică

Expresia de mai sus a cuplului electromagnetic este valabilă atît timp cît mașina funcționează în regim staționar sincron. La ieșirea din sincronism, în mod automat cuplul devine nul, așa cum s-a demonstrat în § 6.2.3. În con-

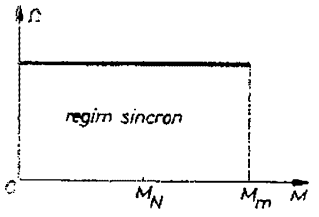


Fig. 6.19

secință, caracteristica mecanică $\Omega = f(M)$ a motorului sincron, în ipoteza $U = \text{const.}$, $I_E = \text{const.}$ și $f = \text{const.}$, arată ca în figura 6.19. Această *caracteristică este perfect rigidă*, motorul sincron funcționînd în regim staționar cu aceeași viteză unghiulară, indiferent de cuplul rezistent la arbore, atît timp cît acest cuplu nu depășește o anumită valoare.

6.5.2. Caracteristica în V
Funcționarea motorului sincron la curent de excitație variabil și cuplu rezistent constant

Pentru simplitate ne vom referi la motorul sincron cu poli înecați, concluziile fiind însă valabile și pentru motorul cu poli aparenți. Din condiția $M = \text{const}$, la $U = \text{const}$ și $f = \text{const}$, din formula (6.59) rezultă

$$\frac{E_0 \sin \theta}{X_s} = \text{const.} \tag{6.60}$$

Dar cum $E_0 \sin \theta = X_s I \cos \varphi$ (fig. 6.11, cu $R \approx 0$ și $\theta' \approx \theta$), rezultă

$$\frac{E_0 \sin \theta}{X_s} = I \cos \varphi = \text{const.} \tag{6.61}$$

Dacă ne referim acum la diagrama fazorială 6.20, *a*, care rezultă din cea din figura 6.12, în care s-a presupus $R \approx 0$ și $\theta' \approx 0$, atunci se trage concluzia, că, variind curentul I_E de excitație, variază t.e.m. E_0 și implicit variază curentul I absorbit de motor, $\cos \varphi$ înregistrînd o modificare în sens invers. *Există deci posibilitatea ca, la același cuplu rezistent, cu U și f constante (impuse de rețea), motorul sincron să funcționeze cu cos φ (adică factor de putere) variabil.* Această constatare are deosebite implicații energetice și merită un studiu mai detaliat.

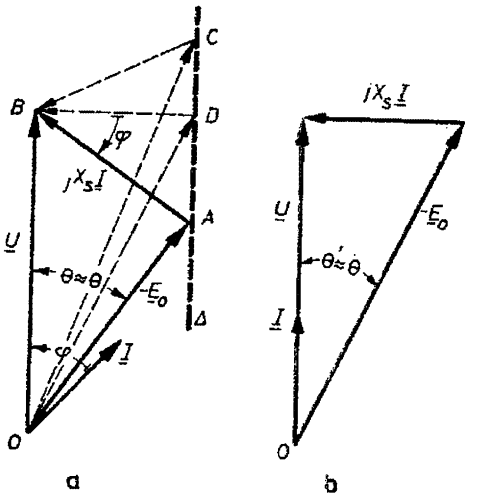


Fig. 6.20

În figura 6.20, *a* se constată că locul geometric al vîrfului fazorului $-\underline{E}_0$,

în condiția $I\cos\varphi = \text{const}$ sau $X_s I\cos\varphi = \text{const} = BD$ $(\widehat{ABD} = \varphi)$, este o dreaptă Δ paralelă cu fazorul tensiunii $\underline{U}$ la bornele unei faze. Dacă creștem curentul de excitație așa încît t.e.m. E_0 să crească, segmentul AB, proporțional cu curentul I, se micșorează, deci $\cos\varphi$ crește. Există o valoare $I_{E\,optim}$ a curentului de excitație, denumită *curent optim*, pentru care vîrful t.e.m. $-\underline{E}_0$ ajunge la punctul D, în care caz $\varphi = 0$, deci $\cos\varphi = 1$ (valoare maximă), iar curentul absorbit I înregistrează valoarea minimă (fig. 6.20, *b*). Dacă continuăm să excităm mașina de așa manieră încît $E_0 > OD$, atunci φ schimbă de semn (motorul trece din regim de funcționare inductiv în capacitiv), $\cos\varphi < 1$, iar curentul I începe din nou să crească. În figura 6.21 se dau curbele $\cos\varphi = f(I_E)$ și $I = f(I_E)$ la $M = \text{const}$, $f = \text{const}$. Aceste caracteristici poartă numele de *curbele în V* ale motorului.

Curbele în V arată că pentru un curent de excitație $I_E < I_{E\,optim}$ motorul sincron se comportă față de rețea ca un receptor rezistiv-inductiv; pentru $I_E = I_{E\,optim}$, ca un receptor pur rezistiv; iar pentru $I_E > I_{E\,optim}$, ca un receptor rezistiv-capacitiv. În consecință, motorul sincron poate lucra cu factor de putere unitar în orice sarcină normală, spre deosebire de motorul asincron. Mai mult, motorul sincron poate funcționa supraexcitat, cu factor de putere capacitiv — deci, în regim de *compensator de putere reactivă* — pentru a îmbunătăți factorul de putere al unor instalații cu puternice receptoare inductive (de exemplu, motoare asincrone). Diagrama de fazori a motorului, în acest regim se arată în figura 6.22. Uneori mașina sincronă funcționînd ca motor în gol supraexcitat este utilizat pentru a îmbunătăți balanța de puteri reactive, în anumite puncte ale sistemelor de transmisie și distribuție de energie electrică.

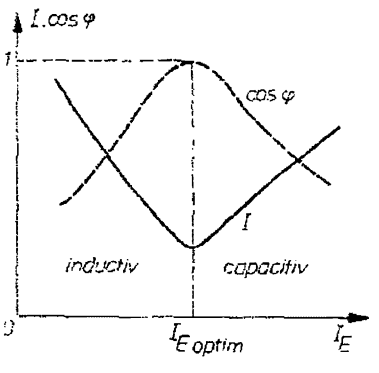


Fig. 6.21

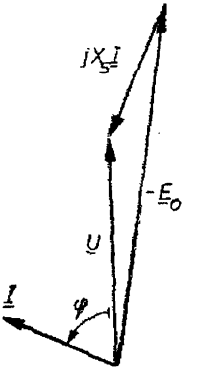


Fig. 6.22

6.5.3. Caracteristica unghiulară. Funcționarea motorului sincron la curent de excitație constant și cuplu rezistent variabil. Stabilitatea statică și dinamică

Mașina sincronă prezintă o particularitate cu implicații deosebite pentru funcționarea sa și a sistemului electroenergetic la care este legată, și anume, corespondența riguroasă dintre viteza unghiulară de rotație și frecvența rețelei de curent alternativ (presupusă de putere infinită în comparație cu puterea mașinii sincrone) în regim staționar.

Dar orice mașină sincronă este practic în permanență supusă unor perturbații atît de natură electrică (scurtcircuite, variația curentului de excitație, a tensiunii U etc.), cît și de natură mecanică (cuplu rezistent neuniform, treceri de la un cuplu la altul). Aceste perturbații fac ca mașina să fie într-un regim tranzitoriu practic tot timpul. Un proces tranzitoriu oarecare se termină fie printr-un nou regim staționar normal, fie printr-un regim imposibil de împăcat cu condiția de corespondență riguroasă între viteza unghiulară și frecvența rețelei, adică cu pierderea sincronismului (ieșire din sincronism sau desprindere). Tot în categoria regimurilor imposibile sau inadmisibile intră și regimuri care urmează unor perturbații care conduc la oscilația vitezei unghiulare în jurul valorii de sincronism și, evident, la oscilația curentului absorbit ca și a pierderilor active și reactive. Datorită acestei situații regimurile staționare normale se pot divide în două categorii, după consecințele apariției unei perturbații:

a) regimuri staționare stabile, cînd la apariția unei perturbații se ajunge în cele din urmă la un regim staționar fără oscilații;

b) regimuri staționare instabile, cînd o perturbație oarecare provoacă un regim tranzitoriu care conduce la desprinderea mașinii din sincronism sau la oscilații întreținute inadmisibile.

Teoria generală a stabilității mișcării, care are la bază lucrările lui A. M. Liapunov ia în considerație două tipuri de perturbații, în raport cu care și studiul stabilității poartă denumiri aparte:

a) perturbații de foarte mică valoare care definesc o așa-numită *stabilitate statică* sau stabilitate în mic;

b) perturbațiile finite ca valoare care definesc *stabilitatea dinamică* sau stabilitatea în mare.

Mai precis, și considerînd problema stabilității din punct de vedere matematic, regimul tranzitoriu al mașinii sincrone care urmează unei perturbații oarecare poate fi descris cu bună aproximație prin ecuații diferențiale neliniare. A studia stabilitatea dinamică a unei mașini sincrone înseamnă a rezolva direct sau indirect (pe bază de criterii convenabile ce formează obiectul teoriei sistemelor) aceste ecuații diferențiale neliniare. Desigur, acest studiu depinde nu numai de condițiile inițiale cît și de mărimea și de caracterul perturbației, proprietate intrinsecă a sistemelor fizice neliniare. Studiul stabilității dinamice astfel definit este general, complet, dar dificil de efectuat. El poate fi întreprins

în zilele noastre cu ajutorul calculatoarelor cu multă ușurință. Dar concluziile trase sînt valabile pentru datele numerice concrete și se pot sublinia mai greu consecințe general valabile, tocmai datorită dependenței acestor concluzii de condițiile inițiale și de caracteristicile perturbației.

Presupunînd că perturbațiile sînt relativ mici, abateri relativ reduse, este posibilă liniarizarea ecuațiilor diferențiale funcționale ale mașinii sincrone. Studiul unor ecuații diferențiale liniare este mult mai simplu și există numeroase metode de a trage concluzii de ordin calitativ asupra comportării sistemului în regimuri tranzitorii. Stabilitatea astfel studiată reprezintă stabilitatea în mic sau statică a mașinii. În cadrul acestei liniarizări a ecuațiilor diferențiale se presupune că toate mărimile funcționale înregistrează abateri mici în jurul valorilor corespunzătoare unui anumit regim staționar. De aceea, concluziile studiului stabilității statice depind de regimul staționar de bază. Valoarea practică a acestui studiu constă în faptul că permite să conchidem dacă regimul staționar considerat de bază este în general posibil sau nu, dacă acest regim se poate menține nedefinit pentru parametrii dați ai mașinii sincrone (chiar dacă apare o perturbație mică oarecare temporară) sau se schimbă conducînd la instabilitate.

În cele ce urmează, vom căuta să deducem unele concluzii utile pentru înțelegerea comportării motorului sincron din punctul de vedere al stabilității statice și dinamice, fără a apela la ecuațiile funcționale, recurgînd la considerații de ordin fizic și renunțînd în schimb la rigurozitatea matematică.

Stabilitatea statică. Fie un motor sincron trifazat supus unei sarcini cu cuplu rezistent variabil în limite restrînse în jurul valorii corespunzătoare unui regim staționar oarecare, caracterizat prin indicele 0. Fie M_0 cuplul electromagnetic dezvoltat de motor în acest regim, M_{r0} cuplul rezistent al mașinii de lucru, Ω_0 viteza unghiulară, cu $\Omega_0 = \omega/p$, ω fiind pulsația rețelei de alimentare. Unghiul intern al mașinii în această situație, este $\vartheta_0 = p\vartheta_0$, în care ϑ_0 reprezintă unghiul geometric dintre axa cîmpului învîrtitor rezultant și axa cîmpului învîrtitor de excitație (fig. 6.23, *a*). Prima axă face la un moment

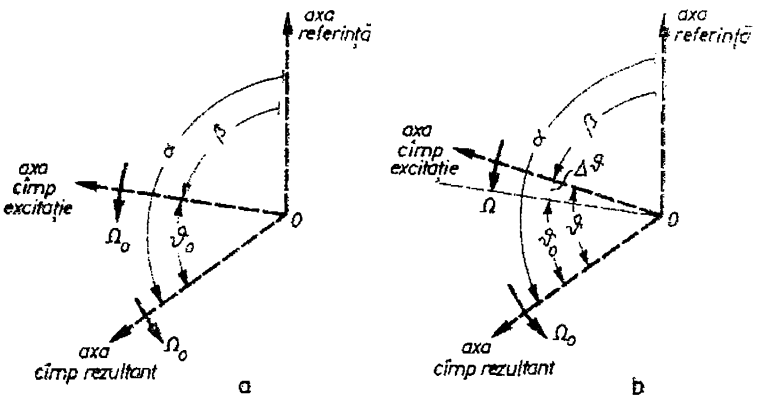


Fig. 6.23

dat un unghi geometric α cu o axă fixă de referință, în timp ce axa cîmpului învîrtitor, de excitație face în aceeași clipă unghiul β. Evident

$$\beta = \alpha - \vartheta_0$$

$$\Omega = \frac{d\beta}{dt}; \quad \Omega_0 = \frac{d\alpha}{dt}; \quad \Omega = \Omega_0.$$

Vom presupune că în decursul regimului tranzitoriu cauzat de perturbația ΔM_s a cuplului rezistent, tensiunea U a rețelei de alimentare ca și frecvența f a acesteia rămîn perfect constante (practic, această ipoteză înseamnă că rețeaua este de putere foarte mare în comparație cu puterea motorului sincron și că regimurile tranzitorii ale acestuia nu perturbă cu nimic rețeaua electrică). Dacă neglijăm căderile de tensiune $R\underline{I}$ și $jX_\sigma\underline{I}$, atunci $\underline{U} \approx -\underline{E}_\mu$ (observația *1*, § 6.4.3). Așadar, amplitudinea t.e.m. rezultante este constantă, iar frecvența ei, de asemenea, constantă. În consecință, și amplitudinea cîmpului învîrtitor rezultant este constantă, iar viteza sa unghiulară de rotație $\Omega_0 = \frac{\omega}{p}$, de asemenea constantă. Deci, în figura schematică 6.23, *a* trebuie să considerăm că axa asociată cîmpului învîrtitor rezultant se învîrtește imperturbabilă, oricare ar fi situația rotorului motorului, în timp ce axa cîmpului învîrtitor de excitație, legată de rotor, va suferi dese modificări de viteză (deci și de poziție în raport cu axa cîmpului rezultant), în funcție de perturbațiile cuplului rezistent aplicat rotorului.

Schimbarea cu $+\Delta M_s$ în mod brusc a cuplului rezistent, față de situația corespunzătoare regimului staționar schematizat în figura 6.23, *a*, conduce la un regim trauzitoriu în mișcarea rotorului, care, la un moment oarecare t după apariția perturbației ΔM_s, rămîne în urma cîmpului învîrtitor rezultant imperturbabil cu unghiul $\Delta\vartheta$ (fig. 6.23, *b*). Această rămînere în urmă este cauzată de frînarea mișcării rotorului, în urma apariției unui cuplu rezistent mai mare momentan decît cuplul electromagnetic activ. Conform cu noua situație din figura 6.23, *b*, de data aceasta

$$\beta = \alpha - \vartheta = \alpha - \vartheta_0 - \Delta\vartheta,$$

iar viteza unghiulară instantanee Ω a rotorului nu mai are valoarea precedentă Ω_0, ci

$$\Omega = \frac{d\beta}{dt} = \frac{d\alpha}{dt} - \frac{d\vartheta}{dt} = \Omega_0 - \frac{d(\Delta\vartheta)}{dt}, \tag{6.62}$$

accelerația unghiulară a rotorului fiind

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{d^2\beta}{dt^2} = -\frac{d^2\vartheta}{dt^2} = -\frac{d^2(\Delta\vartheta)}{dt^2} = -\frac{1}{p}\frac{d^2(\Delta\vartheta)}{dt^2}. \tag{6.63}$$

Să scriem ecuația mișcării în decursul regimului tranzitoriu provocat de variația bruscă a cuplului rezistent de la valoarea M_{s0} la $M_{s0} + \Delta M_s$. Deoarece se schimbă unghiul intern al mașinii, cuplul electromagnetic se modifică și el de la valoarea M_0 corespunzătoare unghiului staționar inițial la valoarea $M_0 + \Delta M$ la momentul oarecare t al procesului dinamic analizat.

Dacă mașina este prevăzută cu o colivie de veveriță implantată în piesele polare, atunci ieșirea mașinii din sincronism, provoacă și apariția unui *cuplu electromagnetic asincron* ΔM_a asupra rotorului, cuplu care este proporțional (la alunecări foarte mici) cu alunecarea rotorului mașinii față de cîmpul învîrtitor rezultant imperturbabil impus de rețeaua de alimentare

$$\Delta M_a = k_1 \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} = k_a \frac{d(\Delta\theta)}{dt},$$

conform relației (6.62), în care $k_a = pk_1/\Omega_0$ este o constantă a mașinii. Acest cuplu acționează totdeauna într-un astfel de sens încît să se opună alunecării rotorului. Deci, dacă rotorul rămîne în urmă față de cîmpul învîrtitor rezultant, cuplul asincron produs de colivia de veveriță este pozitiv (activ) și invers. Acest cuplu va acționa totdeauna astfel ca rotorul să-și mențină sincronismul cu cîmpul învîrtitor rezultant, fiind deosebit de util în regimuri tranzitorii.

În consecință, ecuația mișcării va fi următoarea:

$$M_0 + \Delta M - (M_{s0} + \Delta M_s) + \Delta M_a = J \frac{d\Omega}{dt},$$

J fiind momentul total de inerție al motorului și mașinii de lucru antrenate. Vom lua în considerație mai întîi egalitatea $M_0 = M_{s0}$ valabilă în regimul staționar inițial și apoi vom considera că abaterile ΔM_s, ΔM, $\Delta\theta$ sînt relativ mici, în jurul valorilor corespunzătoare regimului staționar inițial, ceea ce ne permite să scriem

$$\Delta M = \left(\frac{dM}{d\theta}\right)_{\theta=\theta_0} \Delta\theta,$$

[adică o dezvoltare în serie în jurul punctului θ_0, cu neglijarea termenilor superiori în $(\Delta\theta)^2$, $(\Delta\theta)^3$ etc.].

Luînd în considerație și expresia (6.63) a accelerației unghiulare, ecuația mișcării devine

$$\frac{J}{p}\frac{d^2(\Delta\theta)}{dt^2} + k_a \frac{d(\Delta\theta)}{dt} + \left(\frac{dM}{d\theta}\right)_{\theta=\theta_0} \Delta\theta = \Delta M_s. \qquad (6.64)$$

Această ecuație ne dă variația în timp a unghiului intern al motorului. Pentru ca regimul staționar inițial să poată fi considerat stabil din punctul de vedere al stabilității statice, trebuie ca $\Delta\theta$ să tindă în timp către o valoare finită, ceea ce înseamnă că ecuația algebrică caracteristică

$$\frac{J}{p} r^2 + k_a r + \left(\frac{dM}{d\theta}\right)_{\theta=\theta_0} = 0 \qquad (6.65)$$

a ecuației diferențiale cu coeficienți constanți (6.64) să aibă ambele rădăcini r_1, r_2 negative sau complexe cu parte reală negativă. Dacă r_1 sau r_2 ar avea partea reală pozitivă, atunci θ care are forma generală

$$\theta = C_1 e^{r_1 t} + C_2 e^{r_2 t} + \Delta M_s / \left(\frac{dM}{d\theta}\right)_{\theta=\theta_0},$$

ar crește la infinit în timp și sincronismul rotorului cu cîmpul învîrtitor rezultant imperturbabil nu mai poate fi menținut.

Pentru ca ecuația (6.65) să aibă ambele rădăcini negative sau complexe cu partea reală negativă, trebuie ca toți coeficienții săi să fie pozitivi (în care caz suma rădăcinilor $S < 0$, iar produsul $P > 0$). Deci, *stabilitatea statică a funcționării motorului sincron în regimul staționar caracterizat prin unghiul intern* θ_0 *este posibilă numai dacă*

$$\left(\frac{dM}{d\theta}\right)_{\theta=\theta_0} > 0. \tag{6.66}$$

Pentru a ne da seama de ce înseamnă această condiție, să reprezentăm grafic curba $M = f(\theta)$ pentru $U = \text{const.}$; $f = \text{const}$ și $I_e = \text{const.}$, curbă cunoscută sub numele de *caracteristica unghiulară* a motorului. Alura acestei caracteristici se deduce cu ușurință din formulele (6.58) și (6.59), care evidențiază unele deosebiri neesențiale însă între motorul cu poli aparenți și cel cu poli înecați (fig. 6.24, *a* și *b*). În ambele cazuri, condiția (6.66) este îndeplinită atît timp cît $\theta_0 < \theta_m$, θ_m fiind unghiul intern corespunzător cuplului electromagnetic maxim M_m. Pentru motorul cu poli înecați $\theta_m = 90°$, iar pentru cel cu poli aparenți θ_m este ceva mai mic de 90°.

Condiția (6.66) de stabilitate statică a unui regim staționar oarecare poate fi dedusă și prin considerații pur fizice. Într-adevăr, să presupunem că motorul dezvoltă la curent de excitație dat și tensiune U dată un cuplu activ M_0 egal cu cuplul rezistent la arbore M_{s0}. Mașina are un anumit unghi θ_0, care se deduce din expresia cuplului. După cum arată și caracteristica unghiulară $M = f(\theta)$ din figura 6.24, sînt posibile două valori ale lui θ_0; una mai mică decît θ_0 (unghiul corespunzător cuplului maxim M_m), iar alta mai mare decît θ_m. Vom arăta că funcționarea motorului este stabilă numai pentru $\theta_0 < \theta_m$. Într-adevăr, în situația $\theta_0 < \theta_m$, dacă cuplul rezistent crește brusc, rotorul este supus unei frînări momentane, polii rotorului rămînînd în urma polilor cîmpului învîrtitor rezultant, deci θ crește. Crescînd θ, crește cuplul activ M, și procesul de frînare nu mai are loc, deoarece din nou se stabilește echilibrul $M = M_s$. Dacă cuplul rezistent scade, rotorul este supus unei accelerări momentane, unghiul θ se micșorează, fiindcă polii rotorului se apropie de polii cîmpului învîrtitor rezultant. Scăzînd θ, scade cuplul și se restabilește din nou echilibrul $M = M_s$, tendința de accelerare dispărînd. Pe porțiunea curbei cuplului corespunzătoare unghiurilor $\theta_0 > \theta_m$, funcționarea este nestabilă.

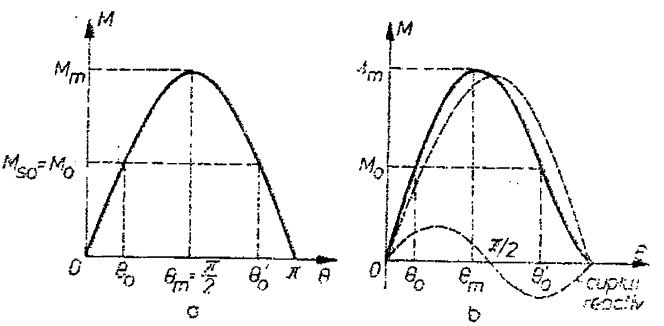


Fig. 6.24

La creșterea cuplului rezistent, începe un regim de frînare, iar θ crește. Crescînd θ, cuplul activ M scade de data aceasta, și procesul de frînare continuă ; θ crește mai mult, cuplul M scade și mai mult și mașina „iese din sincronism", „a pierdut stabilitatea statică", în sensul că rotorul nu se mai învîrtește cu viteza Ω_0, ci cu o viteză din ce în ce mai mică. Tensiunea electromotoare E_0 scade și curentul I crește. Un asemenea regim de funcționare nu este admisibil.

Precizăm că condiția de stabilitate statică (1.2) nu are sens în cazul motorului sincron. Într-adevăr, conform caracteristicii mecanice a acestui tip de motor (fig. 6.19), derivata $\frac{dM}{d\Omega}$ într-un punct oarecare al caracteristicii nu are sens din punct de vedere matematic. De aceea problema stabilității în acest caz se abordează în modul arătat mai sus, înlocuindu-se condiția (1.2) prin condiția (6.66).

De obicei, cuplul nominal de funcționare $M_N < M_m$, pentru a obține o rezervă de cuplu necesară prelnării fără ieșire din sincronism a șocurilor cuplului rezistent.

Capacitatea de supraîncărcare a motorului sincron k_M se definește ca raportul dintre cuplul electromagnetic maxim din punctul de vedere al stabilității statice la excitația nominală și cuplul electromagnetic nominal

$$k_M = \frac{M_m}{M_N}.$$

Rămînînd tot la ipoteza motorului cu poli înecați, pentru care

$$M_m = \frac{3E_{0N}U_N}{X_d\Omega}; \quad M_N = \frac{3E_{0N}U_N}{X_d\Omega}\sin\theta_N,$$

putem scrie următoarea formulă pentru coeficientul k_M de supraîncărcare

$$k_M = \frac{1}{\sin\theta_N}$$

De obicei, $k_M \approx 2$ și deci $\theta_N = 30°$.

Stabilitatea dinamică. Problema stabilității dinamice depinde atît de regimul inițial, cît și de natura și de valoarea perturbației.

Cea mai simplă perturbație ce poate fi luată în considerație este un salt brusc al cuplului rezistent M_r, de la valoarea M_{r1} la valoarea M_{r2} (fig. 6.25, *a*), la timpul $t = 0$. Regimul tranzitoriu care începe după acest moment este guvernat de legea mișcării

$$M - M_{r2} = J\frac{d\Omega}{dt}, \tag{6.67}$$

în care pentru simplitatea considerațiilor fizice s-au neglijat cuplul asincron și orice fel de frecări, iar M este o funcție de unghiul intern θ. Pe de altă

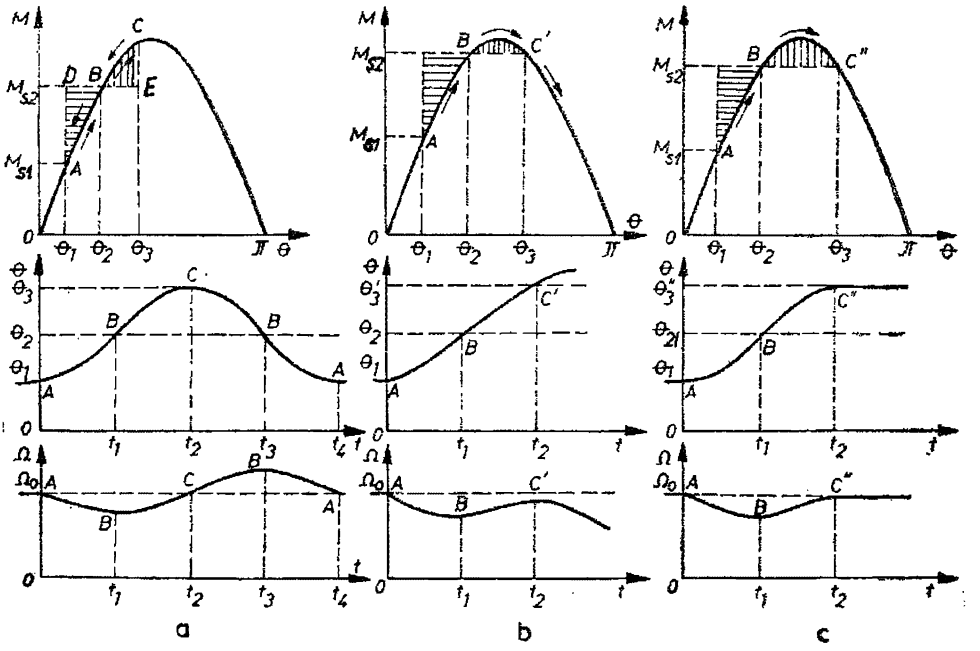


Fig. 6.25

parte, între viteza unghiulară instantanee Ω, viteza de sincronism Ω_0 și unghiul intern θ există relația

$$\Omega = \Omega_0 - \frac{1}{p}\frac{d\theta}{dt}. \qquad (6.68)$$

Dacă la sfîrșitul regimului tranzitoriu mașina va ajunge la un regim staționar, atunci $\theta = \theta_2$, θ_2 fiind unghiul intern corespunzător cuplului rezistent M_{s2} și $\Omega = \Omega_0$, ambele egalități fiind obligatorii, iar $\frac{d\theta}{dt} = 0$ și $\frac{d\Omega}{dt} = 0$. Să urmărim evoluția mașinii după momentul $t = 0$, ținînd seamă simultan de figurile 6.25, *a*, care ne dau funcțiile $M = f(\theta)$, $\theta = f(t)$ și $\Omega = f(t)$ pe durata regimului tranzitoriu.

La momentul $t = 0^+$, cuplul rezistent M_{s2} fiind mai mare decît cuplul electromagnetic sincron M (corespunzător valorii inițiale θ_1 a unghiului intern), rezultă din relația (6.67) că $\frac{d\Omega}{dt} < 0$. Motorul începe deci să frîneze și viteza sa Ω scade în timp (fig. 6.25, *a*). Cînd $\Omega < \Omega_0$, din relația (6.68) se obține $\frac{d\theta}{dt} > 0$ și deci unghiul intern începe să crească la valori peste θ_1. Punctul reprezentativ pe caracteristica unghiulară $M = f(\theta)$ începe să se deplaseze din A către B.

Această evoluție are loc pînă în momentul $t = t_1$, cînd unghiul θ în creșterea sa atinge valoarea particulară θ_2, iar cuplul electromagnetic sincron egalează cuplul rezistent M_{s2}. Punctul reprezentativ ajunge în această clipă în B pe caracteristica unghiulară, dar nu poate rămîne aici în continuare. Deși $\theta = \theta_2$, totuși $\Omega < \Omega_0$ și deci situația nu este stabilă. Cum în momentul $t = t_1$, avem egalitatea $M = M_{s2}$, rezultă $\frac{d\Omega}{dt} = 0$, adică viteza în scăderea sa ajunge la o valoare minimă. Deoarece $\Omega < \Omega_0$, se obține $\frac{d\theta}{dt} > 0$ și, prin urmare, unghiul intern nu se stabilizează și are tendința de a crește peste valoarea momentană θ_2. Punctul reprezentativ va depăși poziția B și regimul tranzitoriu va merge mai departe.

Pentru $t = t_1^+$, cînd $\theta > \theta_2$, motorul dezvoltă un cuplu electromagnetic sincron M mai mare decît cuplul rezistent la arbore M_{s2} și, conform (6.67), $\frac{d\Omega}{dt} > 0$; deci, viteza începe să crească peste valoarea minimă atinsă la $t = t_1$. Cît timp însă $\Omega < \Omega_0$, rezultă din relația (6.68) că $\frac{d\theta}{dt} > 0$; deci, θ continuă să crească.

La momentul $t = t_2$, viteza Ω în creșterea sa atinge valoarea de sincronism Ω_0 și deci $\frac{d\theta}{dt} = 0$, adică θ ajunge la o valoare maximă θ_3, cprespunzătoare punctului C pe caracteristica unghiulară (fig. 6.25, *a*). În acest moment deși motorul se învîrtește cu viteza de sincronism Ω_0, situația sa nu este stabilă, deoarece la $\theta = \theta_3$ rezultă $M > M_{s2}$, ceea ce înseamnă că $\frac{d\Omega}{dt} > 0$, că regimul tranzitoriu va continua și viteza va depăși valoarea Ω_0.

La $t = t_2^+$, $\Omega > \Omega_0$ și $\frac{d\theta}{dt} < 0$, adică unghiul intern θ, după ce a atins valoarea maximă θ_3, începe acum să scadă și punctul reprezentativ de pe caracteristica unghiulară tinde să revină spre poziția B. Viteza unghiulară Ω crește în continuare, deoarece $M > M_{s2}$ și $\frac{d\Omega}{dt} > 0$.

La momentul $t = t_3$, unghiul θ în scăderea sa redevine egal cu θ_2 (corespunzător cu punctul B pe caracteristica unghiulară) pentru care $M = M_{s2}$ și $\frac{d\Omega}{dt} = 0$. Viteza ajunge la o valoare maximă peste viteza de sincronism. Nici această situație nu corespunde unui regim stabil, fiindcă, deși $M = M_{s2}$ și $\theta = \theta_2$, totuși $\Omega > \Omega_0$. Motorul își va continua funcționarea sa tranzitorie. Fiindcă $\Omega > \Omega_0$, rezultă $\frac{d\Omega}{dt} < 0$ și θ va continua să scadă și sub valoarea θ_2.

La $t = t_3^-$, $\theta < \theta_2$ și $M < M_{s2}$, ceea ce înseamnă $\frac{d\Omega}{dt} < 0$, viteza începînd să scadă către valoarea Ω_0. Punctul reprezentativ de pe caracteristica unghiulară se apropie de punctul A, pe care îl atinge la momentul $t = t_4$.

După momentul t_4 lucrurile se repetă aidoma ca mai sus. Se observă deci că motorul înregistrează o serie de pendulații ale vitezei sale unghiulare Ω în jurul valorii de sincronism Ω_0, iar unghiul intern θ oscilează în jurul valorii θ_2 între limita inferioară θ_1 corespunzătoare regimului staționar inițial și limita superioară θ_3.

Evident, dacă luăm în considerație și cuplul asincron (produs de colivia de veveriță implantată în piesele polare sau de curenții turbionari induși în masa rotorului și care se opune totdeauna oscilațiilor de viteză) și frecările mecanice, atunci pendulațiile vitezei Ω și oscilațiile unghiului intern θ sînt amortizate în timp și motorul se stabilizează în cele din urmă la viteza de sincronism Ω_0 și la unghiul intern θ_2.

Dar nu totdeauna lucrurile evoluează conform celor prezentate mai înainte. Se poate întîmpla ca pentru o altă situație inițială și un salt mai mare de cuplu, ca în figura 6.25, *b*, la momentul $t = t_2$ să avem $M = M_{s2}$ (punctul corespunzător C' pe caracteristica unghiulară fiind simetricul lui B în raport cu vîrful caracteristicii). În consecință, $\frac{d\Omega}{dt} = 0$ și deci viteza atinge la $t = t_2$ un maxim, care poate fi mai mic decît viteza de sincronism Ω_0. Deoarece $\Omega < \Omega_0$, rezultă $\frac{d\theta}{dt} > 0$ și deci unghiul intern θ va depăși valoarea θ_3' corespunzătoare punctului C'. La $\theta > \theta_3'$ rezultă însă $M < M_{s2}$ și deci $\frac{d\Omega}{dt} < 0$, adică viteza va scădea după atingerea maximului de valoare sub Ω_0 și ieșirea din sincronism este inevitabilă. Stabilitatea dinamică nu poate fi asigurată în acest caz.

Se mai poate întîmpla ca la momentul $t = t_2$, cu $M = M_{s2}$ și deci $\frac{d\Omega}{dt} = 0$ ca în figura 6.25, *c*, punctul C'', viteza Ω să atingă chiar valoarea de sincronism Ω_0. În acest caz și $\frac{d\theta}{dt} = 0$, iar $\theta = \theta_3''$. Se ajunge la un regim staționar căci $M = M_{s2}$, $\theta = \theta_3''$, $\Omega = \Omega_0$, iar $\frac{d\theta}{dt} = 0$ și $\frac{d\Omega}{dt} = 0$. Din nefericire, un asemenea regim nu este stabil din punct de vedere static, căci $\theta_3'' > \frac{\pi}{2}$.

Firește, dacă saltul de cuplu rezistent atinge o valoare M_{s2} care este mai mare decît M_m (valoarea de vîrf a caracteristicii unghiulare), atunci ieșirea din sincronism este inevitabilă.

Așadar, stabilitatea dinamică este asigurată, la un salt brusc al cuplului rezistent de la M_{s1} la M_{s2}, dacă unghiul intern θ atinge la momentul $t = t_2$, (cînd viteza redevine Ω_0 pentru prima oară după apariția perturbației) o valoare maximă θ_3 pentru care $M > M_{s3}$.

Pentru a găsi un criteriu cantitativ de apreciere a stabilității dinamice, să apelăm la ecuația mișcării după momentul $t = 0$ sub forma simplificată (6.67) considerată mai sus,

$$M - M_{s2} = J \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{J}{p} \frac{d^2\theta}{dt^2}$$

și să înmulțim ambii termeni cu derivata $\frac{d\theta}{dt}$. Se obține

$$(M - M_{s2}) \frac{d\theta}{dt} = -\frac{J}{2p} \frac{d}{dt} \left[\left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 \right]$$

sau

$$(M_{s2} - M) d\theta = \frac{J}{2p} d \left[\left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 \right].$$

Să integrăm ambii termeni între limitele θ_1, θ_3, în care caz se găsește

$$\int_{\theta_1}^{\theta_3} (M_{s2} - M) \, d\theta = \frac{J}{2p} \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 \Bigg|_{\theta_1}^{\theta_3}.$$

Să observăm însă că pentru $\theta = \theta_1$ (momentul inițial $t = 0$, cînd încă $\Omega = \Omega_0$), rezultă $\frac{d\theta}{dt} = 0$. De asemenea, pentru $\theta = \theta_3$, din nou $\frac{d\theta}{dt} = 0$, dacă stabilitatea dinamică este asigurată (cazul figurii 6.25, *a*). Prin urmare,

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} (M_{s2} - M) \, d\theta = \int_{\theta_2}^{\theta_3} (M - M_{s2}) \, d\theta. \qquad (6.69)$$

Egalitatea (6.69) se pretează la o interpretare geometrică utilă. Membrul stîng al acestei egalități reprezintă tocmai aria triunghiului curbiliniu ABD din figura 6.25, *a*, în timp ce membrul drept este egal cu aria triunghiului curbiliniu BCE.

Dacă se poate găsi pe caracteristica unghiulară un punct C, atunci cînd punctele A și B sînt date, astfel încît aria triunghiului curbiliniu ABD să fie egală cu aria triunghiului curbiliniu BCE, atunci mașina va atinge un nou regim stabil (bineînțeles după cîteva oscilații amortizate) (fig. 6.25, *a*). Dacă, dimpotrivă, nu se poate găsi un astfel de punct C, care să respecte condiția *ariilor egale* (6.69), mașina iese din sincronism (cazul figurii 6.25, *b*).

Dîndu-se un regim inițial prin valoarea θ_1 a unghiului intern, rezultă că la o caracteristică unghiulară dată, există un unghi θ_{2l} limită la care se poate realiza condiția de arii egale, deci stabilitatea dinamică (fig. 6.25, *c*). Dacă saltul de cuplu activ corespunde unui unghi $\theta_2 > \theta_{2l}$, atunci desigur mașina iese din sincronism.

Studiul exact și riguros al stabilității statice și dinamice a motorului sincron (respectiv a generatorului sincron conectat într-un sistem electroenergetic de putere foarte mare în comparație cu puterea generatorului) *se face numai apelînd la ecuațiile funcționale ale regimului dinamic, de exemplu ecuațiile Park-Blondel.*

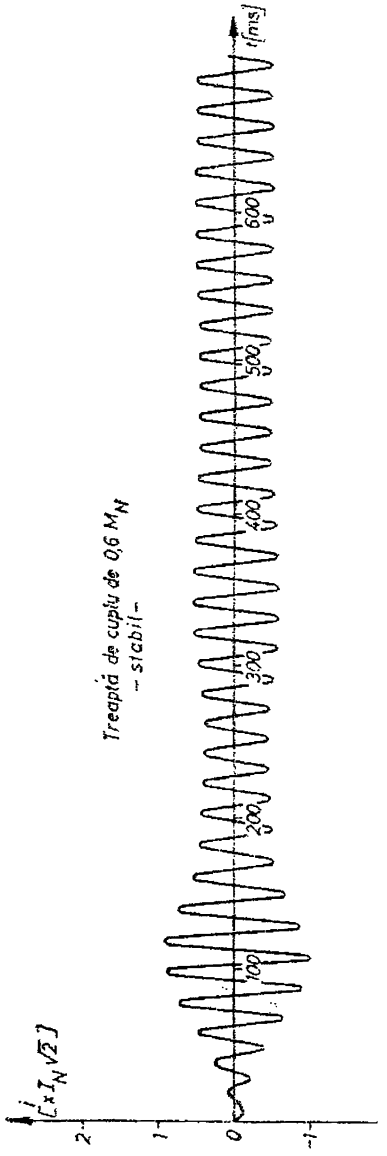


Fig. 6.26, *a*

Astfel, folosind aceste ecuații pentru o treaptă de cuplu de 0,6 M_N, în figurile 6.26, *a*, *b*, *c*, se redau curbele de variație ale curentului statoric în faza de referință, curentului de excitație, cuplului electromagnetic, unghiului intern și vitezei unghiulare în cazul unui motor sincron cu următoarele date: $r = 0{,}03$; $r_E = 0{,}006$; $r_D = 0{,}08$; $r_Q = 0{,}16$; $x_{ad} = x_{aE} = x_{ED} = 1$; $x_d = 1{,}05$; $x_q = 0{,}65$; $x_{EE} = 1{,}05$; $x_{DD} = 1{,}05$; $x_{QQ} = 0{,}60$; $H_J = 300$ (unități relative). Precum se vede, stabilitatea dinamică este asigurată.

Figurile 6.26, *d*, *e*, *f* prezintă aceleași curbe pentru o treaptă de cuplu de 2,1 M_N, care duce la pierderea stabilității. De remarcat faptul că amortizarea introdusă de colivia rotorică împiedică pierderea stabilității în primele trei oscilații ale unghiului intern, respectiv ale vitezei. Dacă am apela la calculele aproximative prezentate mai înainte, în care se neglija intervenția coliviei, pierderea stabilității trebuia să se producă în decursul primei oscilații.

Dacă o dată cu aplicarea treptei de cuplu de 2,1 M_N excitația este forțată prin dublarea tensiunii aplicate, atunci se împiedică ieșirea din sincronism și se revine la un regim staționar, așa cum arată curbele din figurile 6.26, *g*, *h*, *i*. Acest lucru se explică prin creșterea sinitoare a cuplului electromagnetic dezvoltat de motor.

Motorul sincron trifazat prezintă deci o serie de dezavantaje și avantaje în comparație cu motorul asincron trifazat. Dezavantajele sale cele mai importante sînt următoarele:

a) cuplul de pornire este nul;

b) mașina are nevoie de o sursă de curent continuu pentru alimentarea excitației; inelele de contact și periile necesită o întreținere atentă și reprezintă puncte de eventuale defecțiuni;

c) mașina este mai voluminoasă, mai grea la aceleași date nominale (putere și turație);

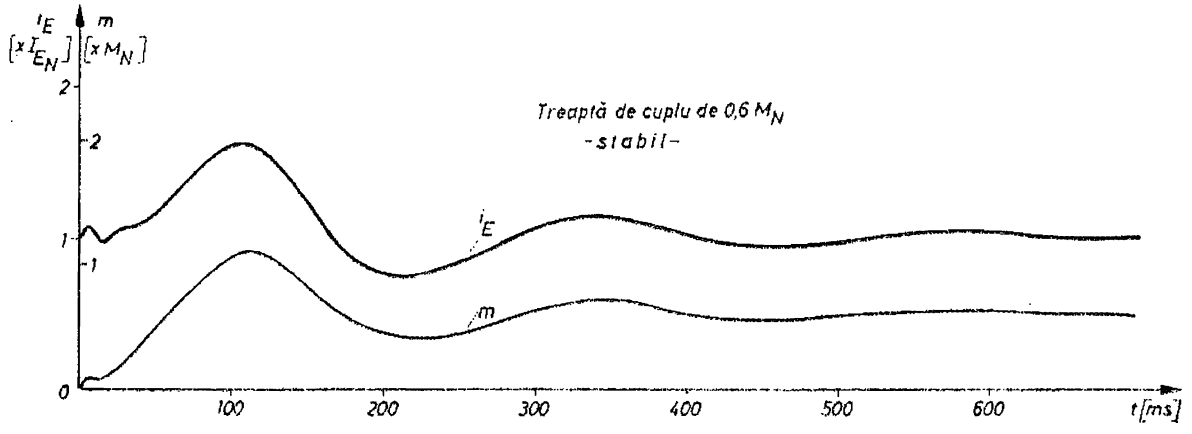


Fig. 6.26, b

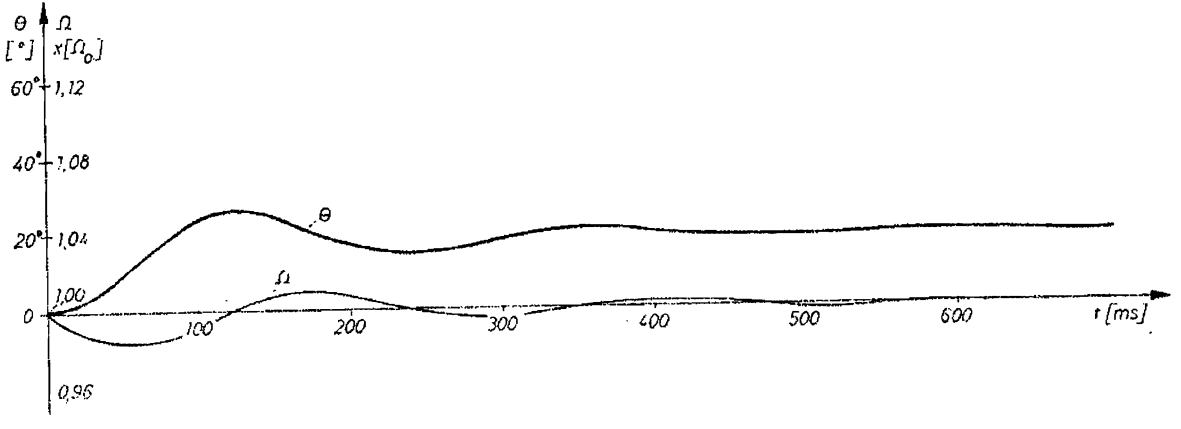


Fig. 6.26, c

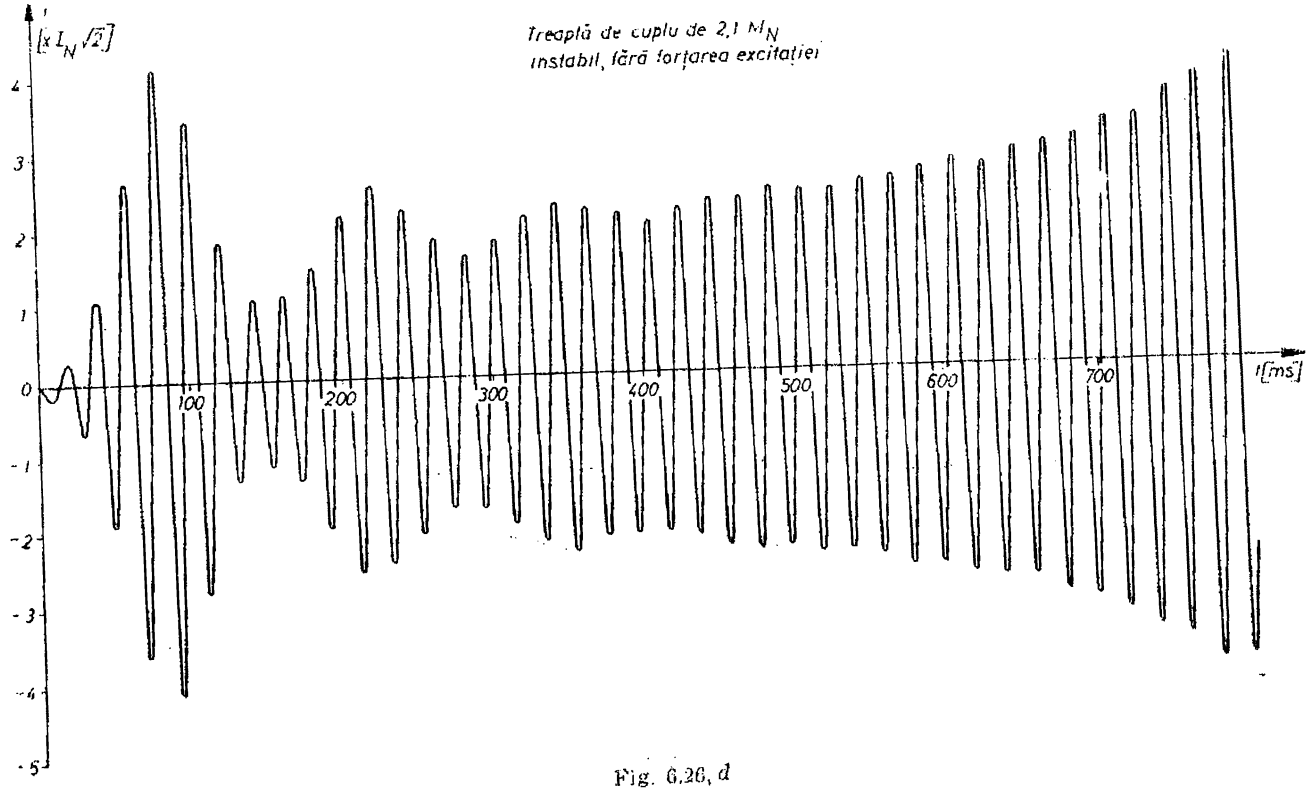

Treaptă de cuplu de 2,1 M_N
instabil, fără forțarea excitației
$i[xL_N\sqrt{2}]$
4
3
2
1
0
-1
-2
-3
-4
-5
100
200
300
400
500
600
700
t[ms]

Fig. 6.26, *d*

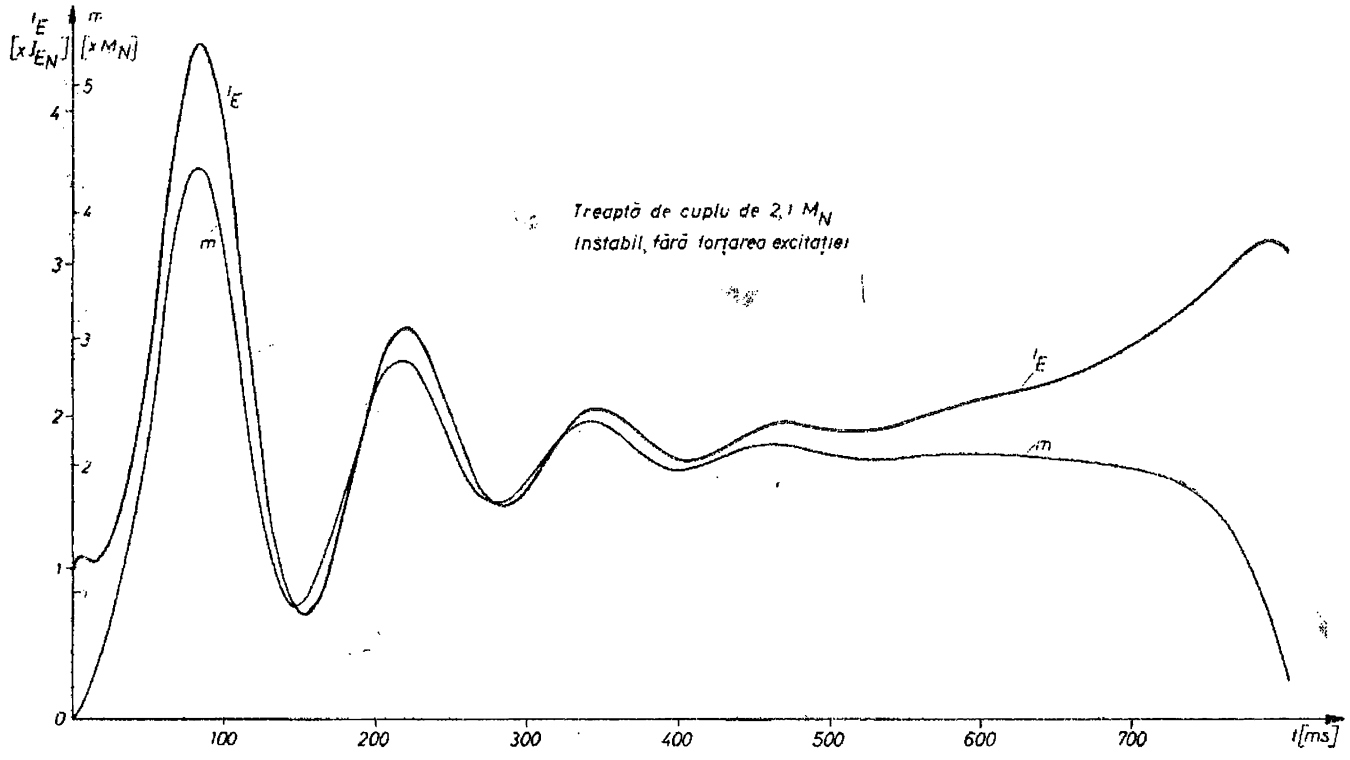

I_E [x I_{EN}]
m [x M_N]
Treaptă de cuplu de 2,1 M_N
instabil, fără forțarea excitației
I_E
m
t[ms]
0
100
200
300
400
500
600
700
1
2
3
4
5

Fig. 6.26, *e*

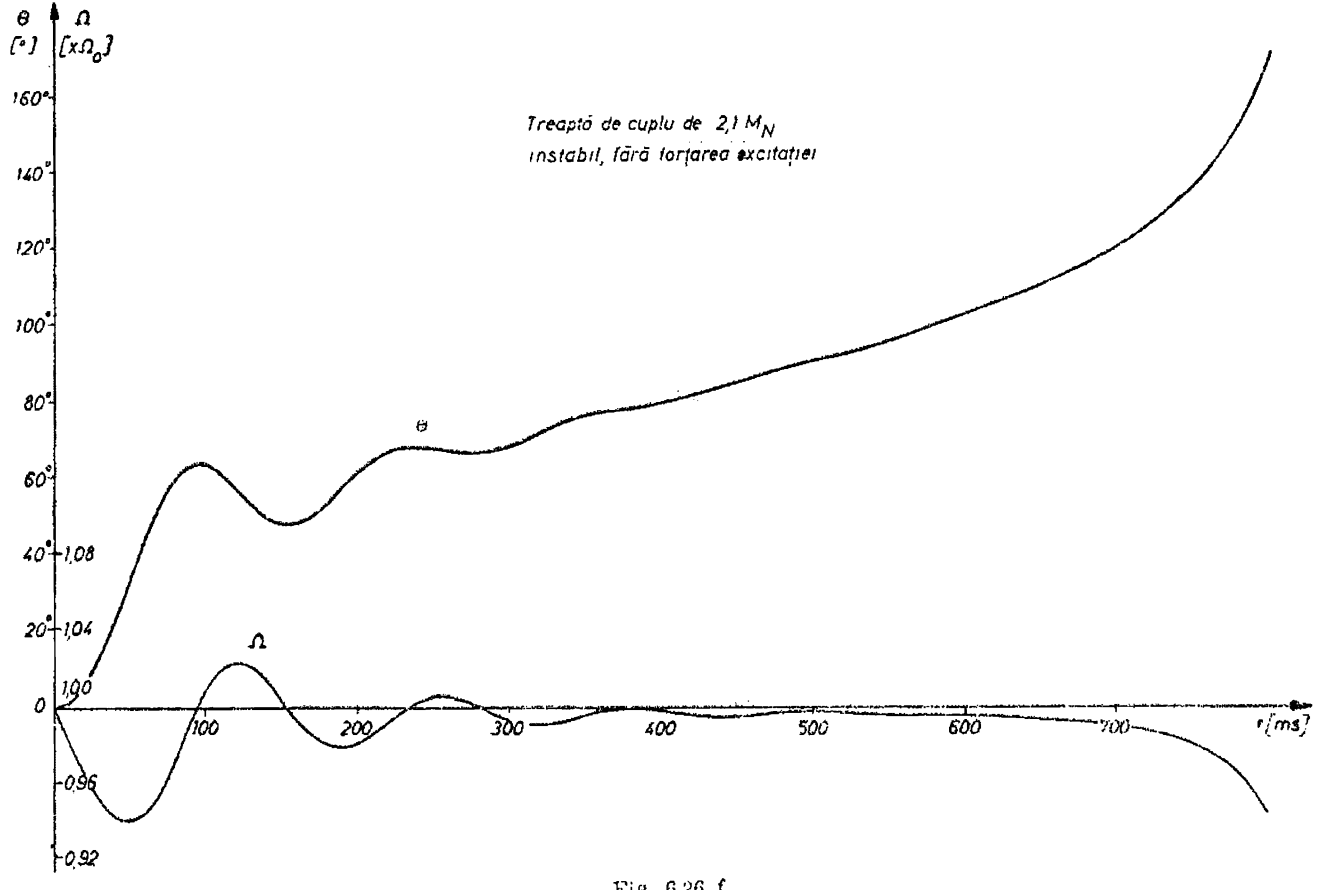

θ [°]
Ω [xΩ0]
160°
140°
120°
100°
80°
60°
40°
20°
0
1,08
1,04
1,00
0,96
0,92
Treaptă de cuplu de 2,1 MN
instabil, fără forțarea excitației
θ
Ω
100
200
300
400
500
600
700
t [ms]

Fig. 6.26, *f*

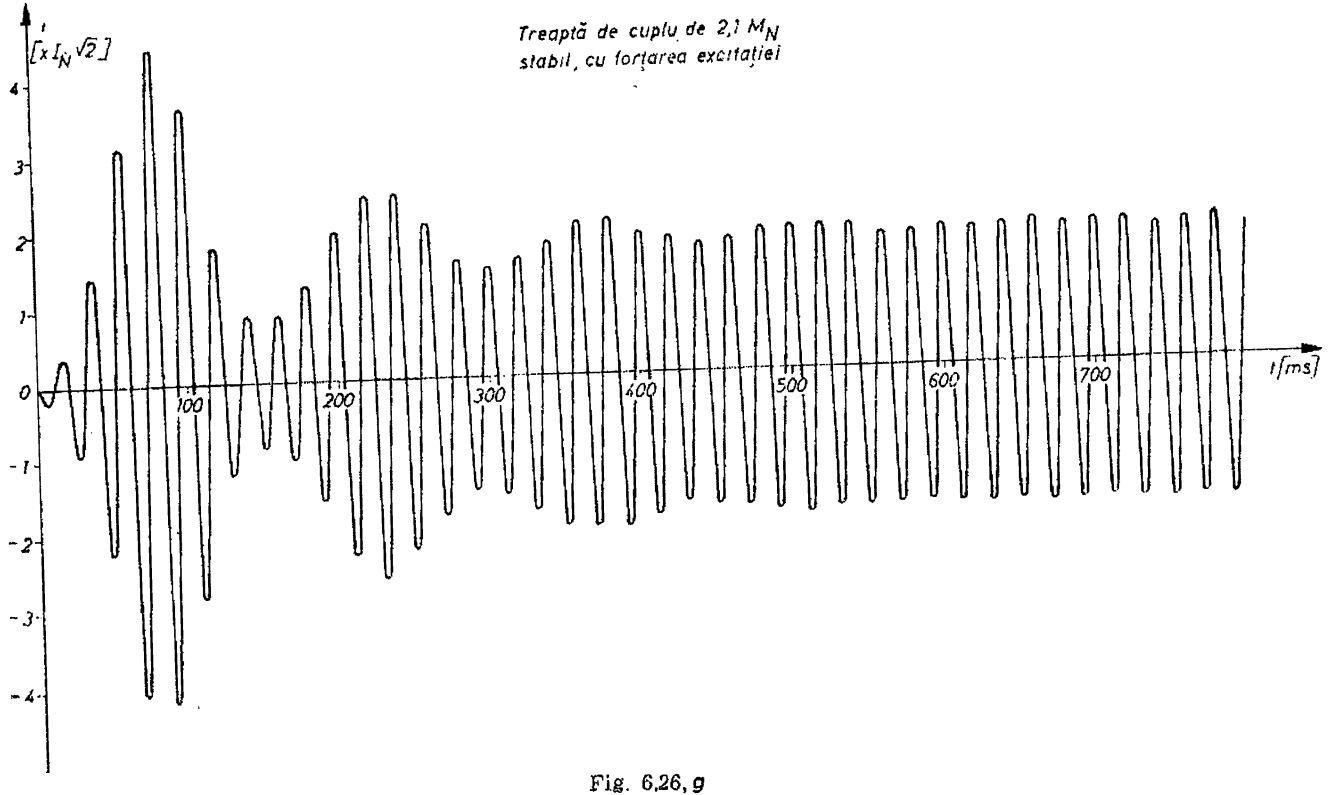

Treaptă de cuplu de 2,1 M_N
stabil, cu forțarea excitației
i
[x $I_N\sqrt{2}$]
4
3
2
1
0
-1
-2
-3
-4
100
200
300
400
500
600
700
t[ms]

Fig. 6.26, g

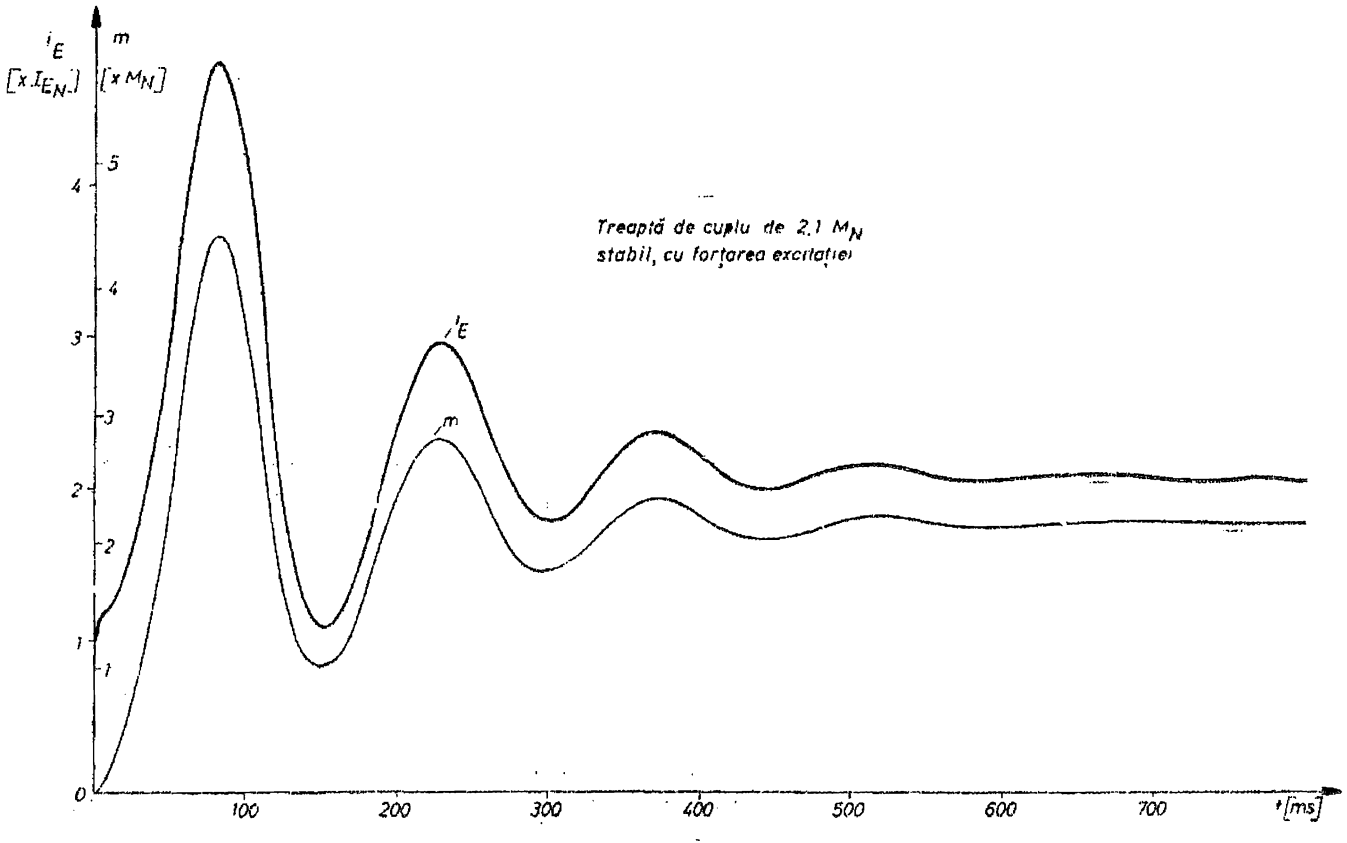

i_E [x I_{EN}]
m [x M_N]
Treaptă de cuplu de 2,1 M_N stabil, cu forțarea excitației
i_E
m
t [ms]
0
100
200
300
400
500
600
700

Fig. 6.26, *h*

d) procesul de fabricație este mai complicat, îndeosebi în comparație cu mașinile asincrone cu rotor în colivie și, în mod firesc, prețul este mai ridicat.

Aceste dezavantaje au împiedicat multă vreme utilizarea motoarelor sincrone în acționările electrice. În ultima vreme, unele dezavantaje s-au atenuat, iar avantajele au fost privite sub o nouă lumină, ceea ce a condus la folosirea motoarelor sincrone pe scară din ce în ce mai extinsă. Astfel, sistemul de excitație clasică a fost înlocuit printr-un sistem mai simplu și mai ieftin prin utilizarea instalațiilor de redresare cu semiconductori și chiar prin renunțarea la inelele de contact și la perii. Problema pornirii s-a rezolvat prin utilizarea unui cuplu asincron realizat printr-o colivie implantată în piesele polare sau prin cuplul produs cu ajutorul unor curenți turbionari în fierul masiv rotoric; s-au delimitat precis acționările care nu necesită un cuplu de pornire important; în plus, s-a reușit automatizarea și simplificarea pornirii. Prețul de cost al motorului sincron a rămas mai ridicat, dar calculele tehnico-economice au demonstrat clar că, dacă se iau în considerație și cheltuielile de exploatare, un motor sincron se poate arăta mai avantajos decît unul asincron. Precum se știe, motorul asincron funcționează totdeauna cu un factor de putere inductiv, uneori acest factor atingînd cifre reduse, pe cînd motorul sincron poate funcționa la factor de putere

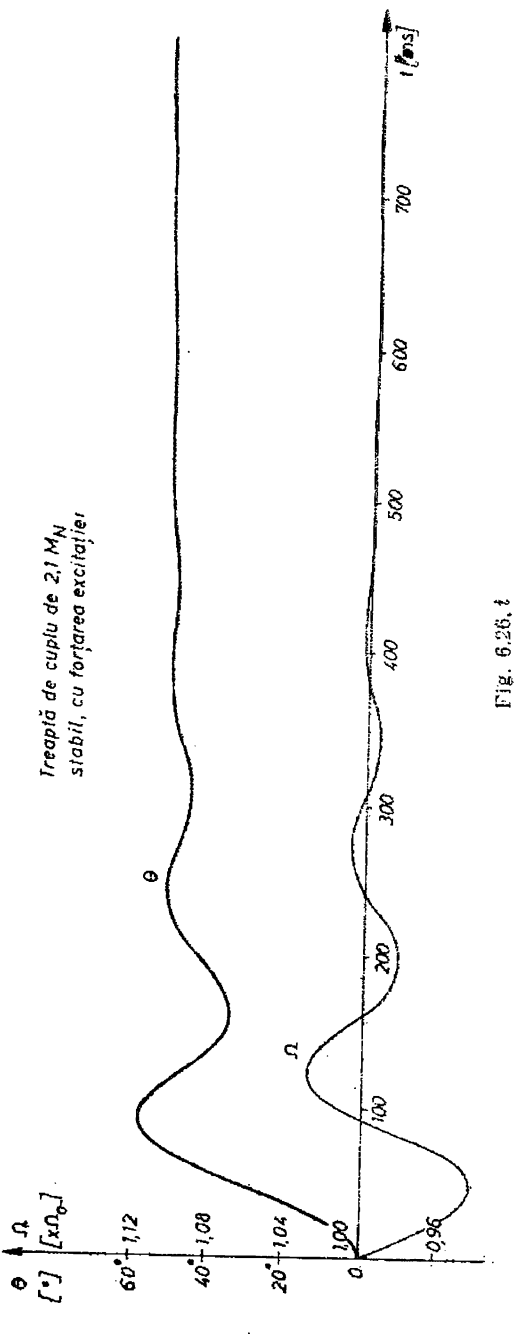


Fig. 6.26, *t*

unitar sau în mod capacitiv din punctul de vedere al puterii reactive. Factorul de putere inductiv scăzut sub 0,9 atrage după sine un tarif mai ridicat al energiei electrice, ceea ce silește întreprinderile să utilizeze mijloace de compensare a factorului de putere, ca, de exemplu, baterii de condensatoare. Evident, un motor sincron trebuie atunci comparat cu prețul motorului asincron, inclusiv al bateriei de condensatoare anexe. Balanța înclină totdeauna în favoarea motorului sincron sub acest aspect.

În această comparație trebuie să se ia în considerație și altă situație care apare deseori în exploatare. În procesele de avarie a sistemelor electroenergetice se întîmplă deseori să se producă căderi de tensiune. Motorul asincron la tensiuni reduse își reduce cuplul în proporție importantă (cuplul scade cu pătratul tensiunii aplicate), putîndu-se ajunge la desprinderea mașinii. Bateria de condensatoare poate complica fenomenele, conducînd chiar la o micșorare și mai importantă a tensiunii locale, prin faptul că puterea reactivă a bateriei scade cu pătratul tensiunii. Dimpotrivă, motorul sincron la micșorarea tensiunii la borne generează în rețea o putere reactivă suplimentară ceea ce conduce uneori la o mai rapidă restabilire a tensiunii.

Precizăm că motoarele sincrone sînt astfel dimensionate, încît la micșorarea tensiunii la borne (deci a cuplului maxim $M_m = \frac{3E_0U}{X_s\Omega}$, în cazul mașinii cu poli înecați) ele pot suporta o *forțare a excitației* de 1,5—2 ori pe o durată de cîteva zeci de secunde pentru menținerea stabilității dinamice, în timp ce motorul asincron nu are nici o posibilitate de a-și păstra stabilitatea în aceleași condiții de exploatare. *Forțarea excitației* conduce la creșterea t.e.m. E_0, ceea ce poate acoperi scăderea tensiunii U și menținerea cuplului maxim M_m la o valoare ridicată.

Desigur, nu trebuie să exagerăm lucrurile și să nu amintim că : motorul asincron în unele construcții este foarte robust, putînd suporta șocuri importante de sarcină ; el poate dezvolta cupluri de pornire importante ; poate fi utilizat în diferite scheme pentru a frîna instalațiile electrice ; se pretează la reglarea vitezei în condiții mult mai bune decît motorul sincron (cu excepția metodei de variație a frecvenței tensiunii de alimentare).

De aceea, domeniile de utilizare ale motoarelor sincrone sînt actualmente delimitate în oarecare măsură : acționarea pompelor centrifugale sau cu piston, a compresoarelor, ventilatoarelor, suflantelor, exhaustoarelor de diferite tipuri, a morilor și a unor concasoare etc. Asociate cu cuple reglabile hidraulice sau electromagnetice, motoarele sincrone se utilizează și în acționarea mecanismelor care necesită reglarea vitezei. În acest fel s-a ajuns la unități de putere de cîteva zeci de mii de kilowați, după cum motoare sincrone de puteri de ordinul waților sau fracțiunilor de watt se utilizează în automatică și mecanică fină.

6.6. Pornirea, frînarea și reglarea vitezei motoarelor sincrone

Am arătat în § 6.2.3 că motorul sincron nu are cuplu de pornire. Dacă însă rotorul se învîrtește în același sens și cu aceeași viteză ca și cîmpul învîrtitor statoric, mașina sincronă dezvoltă un cuplu electromagnetic nenul. În consecință, dacă motorul sincron este antrenat printr-un mijloc oarecare pînă la viteza de sincronism, atunci el poate funcționa independent, dezvoltînd un cuplu activ.

Motorul sincron poate fi adus la viteza de sincronism prin antrenarea de către un mic motor de viteză variabilă (cuplat pe același arbore) care după „prinderea" în sincronism a motorului sincron, este scos din funcție. Această metodă este complicată și prin faptul că necesită, la conectarea statorului la rețea, operații complicate de sincronizare a motorului cu rețeaua.

În instalațiile contemporane pornirea motorului sincron se realizează prin altă metodă, și anume *pornirea în asincron.* În acest scop, motorul sincron este prevăzut cu o colivie rotorică calculată în mod special pentru a se asigura un anumit cuplu de pornire. Barele coliviei sînt plasate în crestături practicate în piesele polare. Ele sînt confecționate din alamă, bronz, aluminiu sau din alte aliaje cu rezistivități mai ridicate decît ale cuprului. În unele cazuri, în loc de bare de colivie se utilizează tălpi polare masive, care sînt conectate electric între ele prin bare bune conductoare. În aceste tălpi masive se induc curenți turbionari, atunci cînd cîmpul învîrtitor al statorului are o anumită viteză relativă față de rotor, așa cum este cazul la pornire. Acești curenți turbionari joacă același rol în producerea cuplului asincron ca și curenții induși de barele unei colivii. Motoarele sincrone de mare viteză au un rotor masiv cu poli înecați. În acest rotor masiv de induc curenți turbionari la fel ca și în tălpile polare masive ale mașinilor cu poli aparenți.

Procesul tranzitoriu al pornirii în asincron se desfășoară în două etape. Mai întîi, înfășurarea de excitație a motorului este deconectată de la sursă și închisă în tot timpul procesului de accelerare pe o rezistență R_d relativ mare, care depășește de 10—12 ori rezistența proprie a înfășurării (fig. 6.27). Apoi, înfășurarea trifazată a statorului se conectează direct la rețea, la tensiunea nominală. Numai la motoarele sincrone de mare putere, în unele cazuri se utilizează conectarea la rețea în cîteva trepte de tensiune, la început aplicîndu-se o tensiune redusă. Sub acțiunea cîmpului învîrtitor statoric, apare un cuplu asincron care, dacă depășește cuplul rezistent la arbore, conduce la accelerarea rotorului. În scurt timp rotorul mașinii ajunge la o viteză staționară apropiată de cea de sincronism, alunecarea nedepășind valoarea de 0,05.

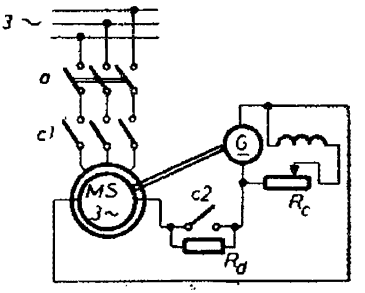


Fig. 6.27

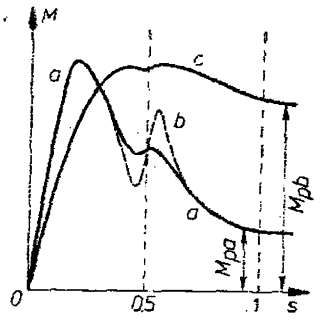


Fig. 6.28

În a doua etapă, înfășurarea de excitație se conectează la sursa de curent continuu. O dată cu apariția curentului de excitație se produce și un cuplu electromagnetic sincron care se suprapune peste cuplul asincron, provoacă împreună o accelerare a rotorului, adică o micșorare a alunecării și este posibilă prinderea mașinii în sincronism, bineînțeles după cîteva pendulări rapid amortizate.

În prima etapă mașina se comportă ca un motor asincron de construcție specială. Calculul caracteristicii cuplului electromagnetic în funcție de alunecare se poate face utilizînd ecuațiile Park-Blondel. În figura 6.28 sînt redate caracteristicile posibile ale pornirii în asincron. Curba *a* se obține la închiderea înfășurării de excitație pe o rezistență mare și pentru o colivie de pornire de rezistență relativ redusă. Mica inflexiune care apare la alunecarea $s = 0{,}5$ se datorează nesimetriei rotorice introduse de circuitul monofazat al excitației. Cuplul de pornire, M_{pa}, corespunzător curbei *a*, este relativ redus și motorul nu poate porni în plină sarcină. Curba *b* se obține în cazul cînd înfășurarea de excitație este închisă în scurtcircuit. De data aceasta, apare o șea relativ importantă în dreptul alunecării $s = 0{,}5$, ceea ce poate provoca o prindere a mașinii la o viteză apropiată de jumătate din cea de sincronism, în cazul cînd cuplul minim al șeii este mai mic decît cuplul rezistent. Cu excepția domeniului din jurul lui $s = 0{,}5$ restul curbei *b* se confundă cu curba *a*. În fine, curba *c* reprezintă caracteristica mecanică în cazul înfășurării de excitație închise pe o mare rezistență și pentru o colivie de pornire de mare rezistență. Această curbă asigură un cuplu de pornire M_{pb} relativ important, făcînd posibilă chiar pornirea în plină sarcină.

Menținerea în prima etapă a pornirii a înfășurării de excitație în stare deschisă nu este deloc indicată, deoarece t.e.m. indusă de cîmpul învîrtitor statoric în înfășurarea de excitație poate atinge valori ridicate, care să constituie un pericol în privința solicitării dielectrice a izolației înfășurării, ca și pentru personalul de exploatare a motorului. În primele clipe ale pornirii în asincron t.e.m. indusă în înfășurarea de excitație poate ajunge la 3—20 kV.

În etapa a doua, după alimentarea în curent continuu a excitației motorului, amplitudinea oscilațiilor și durata totală a procesului de prindere în sincron depind de următorii factori:

— valoarea cuplului asincron corespunzătoare alunecării la care se produce conectarea la sursă a excitației;

— valoarea cuplului rezistent la arbore;

— unghiul intern inițial;

— valoarea cuplului sincron, care depinde de curentul de excitație;

— momentul de inerție a ansamblului motor-sarcină.

Situația cea mai favorabilă se obține atunci cînd alunecarea la care se conectează excitația la sursa de curent continuu este cît mai mică posibilă;

cînd cuplul sincron, deci curentul de excitație, este mare ; cînd momentul de inerție este relativ redus și cînd cuplul rezistent este mic.

În cele ce urmează vom da cîteva detalii referitoare la schemele de pornire.

6.6.1. Pornirea directă

Se realizează cu ajutorul schemei electrice principale din figura 6.27, în care *c1* reprezintă contactorul de conectare la rețea, iar *c2* contactorul de scurtcircuitare a rezistenței R_d, denumită rezistență de descărcare.

La pornirea directă se înregistrează un șoc de curent de 5—9 ori curentul nominal. Ea prezintă următoarele dezavantaje :

— curenții mari de pornire provoacă căderi importante de tensiune în rețeaua de alimentare, dacă aceasta este de putere comparabilă cu motorul sincron, ceea ce poate deranja alte receptoare conectate la aceeași rețea ;

— șocul de curent la pornire produce eforturi electrodinamice deosebite în înfășurarea statorică și în mod special la capetele frontale ; în cazul unei consolidări mecanice insuficiente se pot produce deteriorări ;

— șocul de cuplu impune dimensionarea corespunzătoare a reductorului de viteză, impunînd creșterea gabaritului și a prețului acestuia.

Pornirea directă prezintă următoarele avantaje esențiale :

schema de pornire este foarte simplă ;

— aparatajul de automatizare a schemei este redus și siguranța în funcționare mai mare ;

— costul acționării este redus.

Metoda pornirii directe se utilizează actualmente pe scară largă chiar și pentru motoare de sute de kilowați, dacă rețeaua de alimentare rezistă și dacă motorul a fost dimensionat ca atare.

6.6.2. Pornirea indirectă cu bobine de inducție (reactoare)

Se aplică la motoarele de mare putere și de mare turație (care avînd reactanță de scurtcircuit mică au curenți mari de pornire). Schemele electrice principiale posibile sînt prezentate în figura 6.29. Pornirea se realizează în trei etape în ambele scheme. Mai întîi, contactoarele *c2* și *c3* fiind deschise (fig. 6.29, *a*), se închide contactorul de rețea *c1* : motorul demarează sub o tensiune redusă în comparație cu cea nominală ; datorită căderii de tensiune în bobinele de inducție. După ce motorul a ajuns la o alunecare sub 0,05, se acționează contactorul *c2*, care deconectează rezistența de descărcare R_d și conectează sursa de excitație. Curentul de excitație crește rapid. După o serie de oscilații motorul se prinde în sincron. După aceasta, se închide contactorul *c3* care scurtcircuitează bobinele de inducție *k*, iar tensiunea la

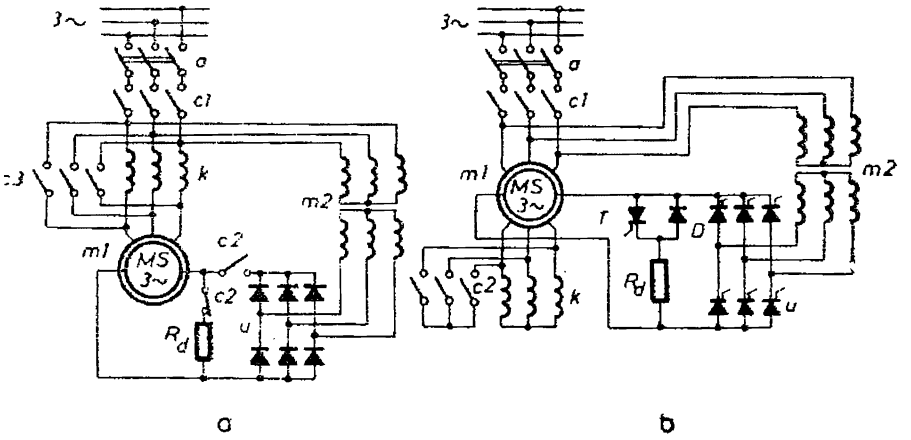


Fig. 6.29

bornele motorului ia valoarea nominală. Uneori, trecerea de la tensiunea redusă la tensiunea nominală se poate face înainte de a se deconecta rezistența de descărcare.

Schema din figura 6.29, *b*, comparată cu cea din figura 6.29, *a*, prezintă avantajul că contactorul de scurtcircuitare a bobinelor de inducție *k* nu trebuie dimensionat pentru curentul de scurtcircuit al motorului, ci pentru un curent mult redus, ceea ce micșorează prețul său.

La pornirea indirectă cu bobine de inducție curentul de pornire este micșorat în proporție dorită prin dimensionarea corespunzătoare a bobinelor. În același timp, cuplul de pornire se micșorează în proporție și mai mare.

Această metodă de pornire indirectă este destul de simplă deși are nevoie de un volum important de aparataj de comutație și de automatizare.

În figurile 6.29 se prezintă totodată și două sisteme diferite de excitare a motorului, care înlocuiesc în ultimii ani din ce în ce mai des generatorul de curent continuu și care utilizează elemente electronice de putere — diode și tiristoare. În figura 6.29, *a* pentru excitare se folosește un transformator *m2* și o punte trifazată de diode *u*. Puntea este conectată la înfășurarea de excitație a motorului sincron cu ajutorul contactorului normal deschis *c2*.

În figura 6.29, *b*, puntea de diode este înlocuită cu o punte de tiristoare *u*, iar în locul contactelor principale *c2* se folosesc o diodă *D* și un tiristor *T* în opoziție. La pornire, în primele clipe tiristorul *T* este aprins, iar puntea *u* este blocată. Curentul alternativ din înfășurarea de excitație pe durata pornirii în asincron se închide prin ansamblul *T*, *D* (o alternanță prin *T* și cealaltă prin *D*). După atingerea vitezei maxime în asincron, se blochează tiristorul *T* și se comandă intrarea în funcțiune a punții *u* de tiristoare. Această punte permite forțarea excitației la momentele de pericol de pierderea sincronismului prin mărirea importantă a tensiunii de excitație.

6.6.3. Pornirea indirectă cu autotransformator

Se poate realiza pe baza schemei principiale din figura 6.30 care se întîlnește cel mai des. La pornire se închide mai întîi contactorul *c2*, apoi întreruptorul *a* și contactorul *c1*, celelalte contactoare rămînînd deschise. În acest fel se aplică fazele statorice ale motorului sincron *m1* tensiuni reduse prin intermediul autotransformatorului trifazat *m2*. După un timp oarecare de accelerare contactorul *c2* se deschide și autotransformatorul *m2* trece pentru un scurt interval de timp în rol de bobine de inducție. Apoi, și anume după ce motorul a ajuns la o alunecare suficient de mică, se comandă închiderea contactorului *c3* prin care se scurtcircuitează autotransformatorul.

În figura 6.30 se prezintă și un alt sistem de excitație, care elimină inelele de contact ale motorului sincron. Pe același arbore cu motorul se montează un indus trifazat de generator sincron *m3*, polii de excitație ai acestuia fiind montați în stator și alimentați prin puntea de diode *u1*. Generatorul *m3* alimentează prin puntea de diode *u2* înfășurarea de excitație a motorului sincron. Puntea *u2* se înglobează constructiv în rotorul motorului. Forțarea excitației se realizează prin scurtcircuitarea rezistenței R_F cu ajutorul contactorului *c4*. Sistemul prezintă avantajul eliminării contactelor alunecătoare din circuitul de excitație. Se permite o oarecare autonomie a excitației de tensiunea rețelei de alimentare a motorului (cînd tensiunea rețelei scade sensibil, t.e.m. a generatorului *m3* scade mult mai puțin, deoarece acesta este normal saturat sau intervine forțarea excitației). În plus, generatorul *m3* funcționează de obicei la 100 Hz, ceea ce reduce dimensiunile sale la aceeași putere. În schimb, rezistența R_d rămîne permanent în circuit, ca și puntea *u2*.

Pornirea indirectă cu autotransformator se întrebuințează în acele cazuri cînd nu este nevoie de un cuplu de pornire prea mare, iar rețeaua de alimentare nu este suficient de puternică pentru a prelua șocul de curent la pornire. Această metodă de pornire prezintă dezavantajele următoare:

— autotransformatorul trifazat are un preț de cost destul de ridicat;

— este nevoie de trei contactoare de putere *c1*; *c2*; *c3*;

— în caz de automatizare necesită mult aparataj de comutație și de comandă.

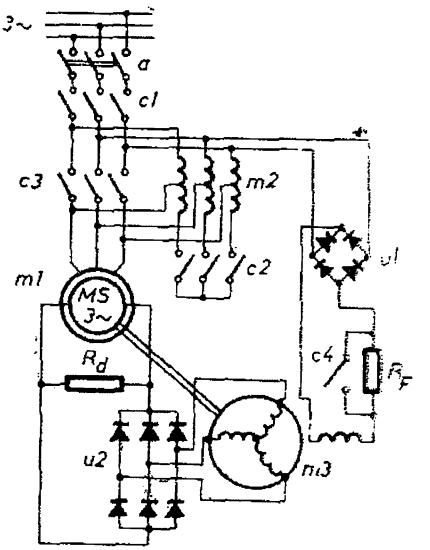


Fig. 6.30

6.6.4. Frînarea motoarelor sincrone

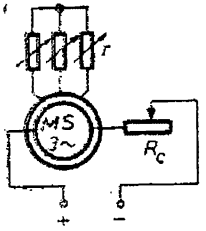


Fig. 6.31

În general, frînarea la motoarele sincrone nu prezintă interesul pe care îl ridică la celelalte tipuri de motoare electrice. De multe ori sistemele de acționare la care se utilizează motoare sincrone nu ridică, pur și simplu, problema frînării electrice. Totuși, pornind de la regimul de funcționare ca motor, mașina sincronă poate fi utilizată și pentru frînare pe cale electrică și anume, *frînarea dinamică* (regim de generator fără recuperarea energiei). După deconectarea statorului de la rețeaua de alimentare, înfășurarea de excitație rămîne alimentată cu curent continuu, iar înfășurarea statorică se conectează pe un reostat trifazat (fig. 6.31). Energia cinetică a părților în mișcare ale sistemului de acționare se transformă în căldură prin efect Joule în circuitul statoric al mașinii, abstracție făcînd de partea necesară învingerii cuplului rezistent total al sistemului. Cuplul de frînare depinde de curentul de excitație, de viteza unghiulară a mașinii și de rezistența pe faza statorică. Acest cuplu se anulează odată cu t.e.m. E_0 la anularea vitezei de rotație. Cu cît rezistența pe fază a statorului va fi mai mică, cuplul de frînare va fi mai mare. Din punct de vedere fizic acest regim de frînare dinamică nu diferă de cel utilizat la motorul asincron, caracteristicile mecanice de frînare fiind cu totul analoage.

6.6.5. Reglarea vitezei motoarelor sincrone

Deoarece motorul sincron funcționează la viteze de sincronism $\Omega = \omega/p$, indiferent de sarcina la arbore (cu condiția ca cuplul rezistent să fie mai mic decît cuplul electromagnetic maxim M_m), rezultă că reglarea vitezei se poate realiza numai prin variația frecvenței f de alimentare sau prin schimbarea numărului p de perechi de poli.

Modificarea simultană a numărului p și pe stator, și pe rotor, este legată de dificultăți constructive, fiind necesare înfășurări speciale. Această metodă se utilizează extrem de rar în cazul motoarelor sincrone.

Reglarea vitezei prin modificarea frecvenței începe să se aplice din ce în ce mai mult, avînd în vedere progresele ce se realizează în domeniul convertoarelor statice cu tiristoare sau tranzistoare de putere.

7

ACȚIONĂRI ELECTRICE DE CURENT ALTERNATIV CU CONVERTOARE STATICE

Electronica de putere a revoluționat și sistemele de acționări reglabile de curent alternativ. Convertoarele cu tiristoare și tranzistoare de putere sînt utilizate actualmente pe scară din ce în ce mai importantă pentru alimentarea motoarelor asincrone și sincrone care necesită reglarea vitezei. Deși acționările reglabile de c.a., chiar asociate cu cele mai noi realizări ale electronicii de putere, nu au reușit să concureze din punct de vedere tehnico-economic acționările de c.c. de puteri sub 1 000 kW, totuși ele sînt de neînlocuit în unele cazuri și îndeosebi la puteri mari și viteze coborîte sau la puteri mai reduse și viteze ridicate. Acționările reglabile de c.a. bazate pe foarte robustul, ușorul și ieftinul motor asincron cu rotor în colivie au însă perspective certe de dezvoltare, o dată cu ieftinirea convertoarelor.

În cele ce urmează vom trece în revistă cîteva din cele mai cunoscute aplicații ale electronicii de putere în acționările de c.a.

7.1. Reglarea vitezei motorului asincron cu rotor bobinat printr-o rezistență rotorică variabilă cu ajutorul unui contactor static

Utilizarea tiristoarelor sau tranzistoarelor de putere permite variația rezistenței aparente a unui rezistor intercalat în circuitul rotoric al unui motor asincron trifazat.

Pentru a înțelege principiul obținerii unei rezistențe variabile pe cale electronică, ne vom referi la schema din figura 7.1. De la o sursă de c.c. U_0 se alimentează rezistorul R prin intermediul unei bobine L și a unui rezistor

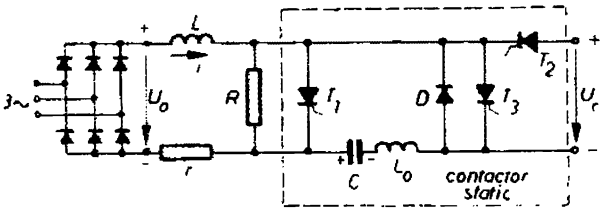


Fig. 7.1

adițional r. În paralel cu rezistorul R se află un tiristor T_1 cu stingere forțată. Pentru stingere se utilizează un ansamblu format dintr-un grup LC, tiristoarele T_2 și T_3 și dioda D, alimentate de la o sursă auxiliară U_c.

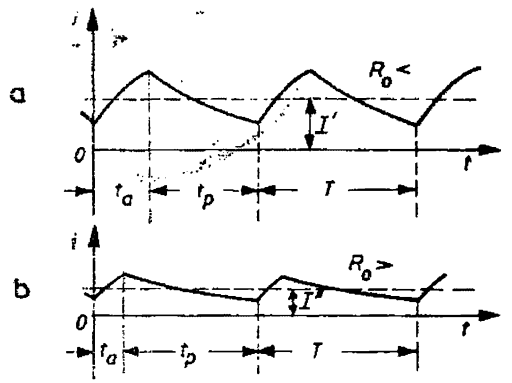


Fig. 7.2

Schema funcționează în felul următor: se dă impuls de aprindere simultan tiristoarelor T_1 și T_2; tiristorul T_1 scurtcircuitează rezistența R, curentul principal i crescînd aproximativ cu constanta de timp L/r (fig. 7.2); în același timp tiristoarele T_1 și T_2 conectează condensatorul la sursa auxiliară de tensiune U_c constantă; cînd curentul de încărcare limitat de inductanța L_0, după ce a atins un maxim, se anulează, atunci tiristorul T_2 se blochează și separă sursa U_c, tensiunea la bornele condensatorului fiind acum $2U_c$, cu polaritatea din figura 7.1 (a se vedea mai în detaliu fenomenul de încărcare a condensatorului într-un circuit oscilant L_0C, prezentat în subcap. 3.7); tiristorul T_1 rămîne în conducție totală datorită curentului principal i. Încărcarea condensatorului durează un timp foarte scurt comparat cu timpul minim calculat de conducție a tiristorului T_1. După ce tiristorul T_1 a condus pe intervalul t_a (fig. 7.2), se dă impuls de aprindere tiristorului T_3. Condensatorul C se descarcă atunci pe drumul T_1, T_3, L_0, C, pînă cînd curentul prin tiristorul T_1 se anulează și tiristorul T_1 se blochează, curentul principal i fiind preluat de rezistența R, scăzînd acum exponențial cu constanta de timp $L/(r + R)$. Condensatorul își continuă descărcarea prin rezistența R și tiristorul T_3, pînă cînd curentul de descărcare se anulează, în care caz tiristorul T_3 se blochează, iar polaritatea condensatorului se schimbă. Curentul prin condensator poate continua în sens invers prin dioda D, pînă cînd se anulează din nou, în care caz condensatorul revine la polaritatea din figura 7.1. După un interval de timp t_p, se dă din nou comanda de aprindere a tiristorului T_1 (respectiv T_2) și fenomenele se repetă. Perioada $T = t_a + t_p$ a variației curentului principal este constantă, în schimb timpii t_a și t_p pot fi variabili. Abstracție făcînd de fenomenele legate de comutația tiristoarelor, curentul principal i variază periodic (cu perioada T) ca în figura 7.2

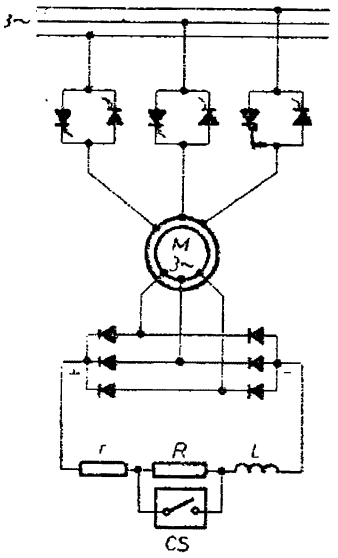


Fig. 7.3

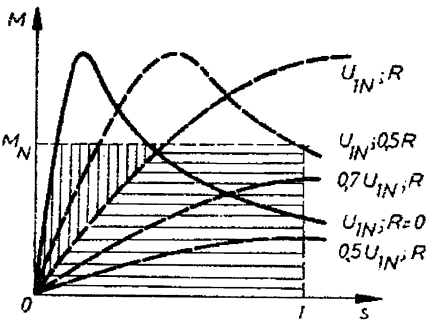


Fig. 7.4

Cîtul dintre tensiunea U_0 și curentul mediu I pe o perioadă dă rezistența aparentă R_0 a circuitului.

Cînd t_a este practic nul, adică tiristorul nu scurtcircuitează practic rezistența R, atunci rezistența aparentă este $R_0 = R + r$. Dacă t_a ia practic valoarea T, atunci rezistența R este mereu scurtcircuitată și $R_0 = r$. Valoarea rezistenței aparente R_0 depinde deci de variabila $t_a/T = \alpha$ care poate lua valori în domeniul (0, 1). Variația lui R_0 este deci continuă între limitele r și $r + R$.

O astfel de variație pe cale electronică a unei rezistențe poate fi utilizată la pornirea sau reglarea vitezei unui motor asincron trifazat cu rotor bobinat, așa cum se indică în figura 7.1. Cele trei faze rotorice sînt conectate la un redresor trifazat în punte, la ieșirea căreia se leagă rezistența R șuntată periodic de un contactor static, de tipul celui descris mai sus, și elementele adiționale L și r. În figura 7.3 se arată totodată și un sistem de reglare a tensiunii statorice prin intermediul a două tiristoare montate în opoziție (sau a unui triac) pe fiecare fază statorică. Pentru o fază oarecare un tiristor conduce curentul de fază într-un sens, iar cel din opoziție conduce curentul cînd acesta are sens invers. Acționînd asupra unghiului de întîrziere la aprindere a tiristorului, este posibil a se modifica amplitudinea tensiunii fundamentale de fază a motorului, obținîndu-se familia de caracteristici din figura 5.56. Caracteristicile combinate ce se pot realiza cu schema din figura 7.3 sînt prezentate în figura 7.4. Pentru $U_1 = U_{1N}$ și R variabil se obțin caracteristicile din zona haşurată vertical. Pentru U_1 variabil și rezistența R maximă posibil a fi realizată cu ajutorul contactorului static din circuitul

roloric se capătă familia de caracteristici din zona haşurată orizontal. Maşina poate astfel funcţiona în orice punct din zona haşurată.

Metoda de mai sus se poate aplica în cazul acţionării mecanismelor de ridicare. Reglarea vitezei se face cu pierderi de energie, cu atît mai importante cu cît viteza dorită este mai redusă.

7.2. Reglarea vitezei motoarelor de c.a. prin variaţia frecvenţei cu ajutorul unui convertor static

Pe scară mult mai largă decît procedeul prezentat în paragraful precedent se utilizează reglarea frecvenţei pe cale electronică. Aşa cum s-a arătat în § 5.8.3, această metodă implică anumite restricţii pentru valoarea efectivă a tensiunii de alimentare a motorului şi nu implică pierderi de energie. În schimb pentru obţinerea frecvenţei variabile sînt necesare instalaţii speciale, fie un generator propriu.

Electronica modernă oferă însă soluţii noi. Dacă sursa de energie este de c.a., de exemplu o reţea de frecvenţă standard, se poate utiliza un *convertor static* de c.a. care dă la ieşire frecvenţă variabilă şi tensiune variabilă. Convertorul static poate fi: *direct* sau *cicloconvertor*, obţinîndu-se nemijlocit o frecvenţă mai coborîtă decît cea a sursei, sau *indirect* sau *convertor cu circuit intermediar de c.c.*, în care caz se realizează mai întîi o redresare şi apoi — cu ajutorul unui convertor în regim de invertor — frecvenţă variabilă, independentă total de frecvenţa sursei de c.a. Dacă sursa este de c.c., este nevoie numai de un invertor. Acest invertor se distinge de cel utilizat anterior în asociaţie cu o maşină de c.c., prin faptul că tiristoarele sale componente sînt comutate independent de vreo sursă de c.a., comutaţia fiind forţată şi nu naturală (în sensul că la aprinderea unui nou tiristor, celălalt în funcţiune nu se stinge printr-un proces natural în instalaţie, ci prin circuite suplimentare de stingere). Acest tip de invertor care poate funcţiona în principiu la frecvenţă variabilă şi care utilizează comutaţia forţată îl vom denumi *invertor autonom*.

În cele ce urmează vom prezenta cîteva detalii privind procesele de bază în funcţionarea acestor convertoare statice.

7.2.1. Convertorul static direct (cicloconvertorul)

La baza schemei electrice a cicloconvertorului se află schema de convertor reversibil antiparalel. În figura 7.5, *a* s-a luat un exemplu de asemenea schemă, valabilă pentru o sarcină monofazată. Schema necesită, dacă se

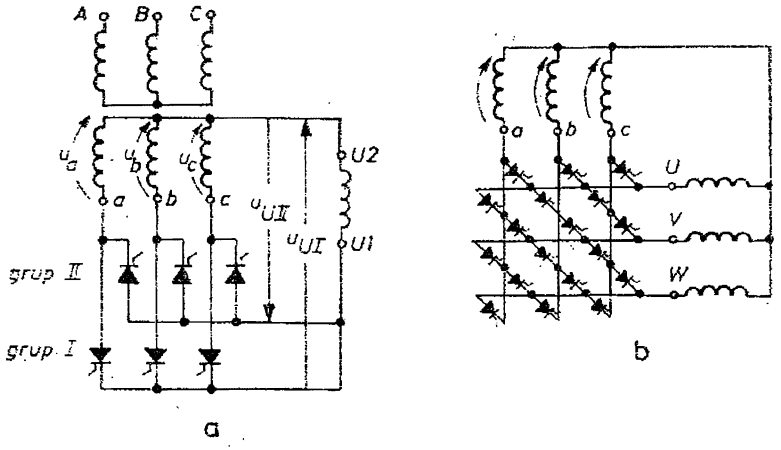


Fig. 7.5

ia $m = 3$, două grupuri a cîte trei tiristoare conectate în antiparalel. În cazul unei sarcini trifazate, de exemplu un motor asincron cu rotorul în colivie sau motor sincron, schema se complică. Pentru fiecare înfășurare de fază sînt necesare cîte două grupuri de trei tiristoare, adică în total 18 tiristoare, pentru $m = 3$, așa cum arată figura 7.5, *b*. Dacă se utilizează pentru un grup de tiristoare puntea trifazată, atunci o sarcină trifazată va avea nevoie de 36 de tiristoare.

O înfășurare oarecare de fază a motorului trifazat conectat la ieșirea cicliconvertorului, de exemplu faza $U1-U2$ (fig. 7.5, *a*) va fi alimentată ciclic cînd de grupul *I* de tiristoare, cînd de grupul *II*, asigurîndu-se astfel un curent alternativ prin fază. Cele două grupuri de tiristoare *I* și *II* produc respectiv tensiunile instantanee u_{UI} și u_{UII} și sînt comandate simultan, conform schemelor reversibile, cu condiția ca unghiurile de întîrziere la aprindere a tiristoarelor de pe aceeași fază a sursei să îndeplinească relația $\alpha_I + \alpha_{II} = 180°$. În această situație, apar curenți de circulație între grupurile de tiristoare *I* și *II*. Acești curenți de circulație ar putea fi limitați, așa cum s-a arătat în § 3.2.1, prin bobine de inducție, care ar mai prezenta avantajul de a micșora pulsațiile curentului din înfășurarea de fază a motorului. La motorul de curent continuu prezența curenților de circulație, evident limitați, mai aduce avantajul modificării caracteristicilor mecanice în zona cuplurilor reduse, asigurînd trecerea lină a convertorului din regimul de invertor la cel de redresor și invers. La motoarele de curent alternativ acest ultim aspect nu se pune și este de dorit evitarea curenților de circulație, prin separarea funcționării celor două grupuri de tiristoare *I* și *II*, în sensul că atunci cînd conduce grupul *I*, grupul *II* este complet blocat și invers. Bobinele pentru limitarea curenților de circulație nu mai sînt astfel necesare. Se simplifică construcția instalației de putere a cicloconvertorului și se micșorează greutatea acesteia în mod simțitor (bobinele de inducție

sînt de 3—4 ori mai grele decît întregul ansamblu de componente de putere). De asemenea, se îmbunătățesc indicatorii energetici ai cicloconvertorului. Se complică însă partea de comandă a cicloconvertorului, fiind necesar un sistem electronic logic care să sesizeze trecerea prin zero a curentului de sarcină, comandînd blocarea unui grup de tiristoare și intrarea în funcțiune a celuilalt, cu o pauză de siguranță între cele două situații (funcționarea simultană a celor două grupuri de tiristoare în lipsa bobinelor de limitare a curenților de circulație ar însemna punerea în scurtcircuit a sursei de alimentare).

Pentru a prezenta principiul de funcționare a cicloconvertorului ne vom referi la figura 7.6. În prima diagramă 7.6, *a* sînt redate tensiunile de referință u_{ra}, u_{rb}, u_{rc} în formă de dinți de ferăstrău, pentru cele trei faze *a*, *b*, *c* ale sursei. Faza acestor tensiuni de referință este perfect sincronizată cu tensiunile u_a, u_b, u_c de fază ale sursei. Se folosesc pentru generarea acestor funcții de referință în vederea generării impulsurilor de aprindere a diferitelor tiristoare aceleași dispozitive ca la convertorul reversibil pentru motoare de c.c. (se recomandă recitirea subcap. 3.5 și revederea figurilor 3.24, 3.25, 3.26 și a textului explicativ respectiv). Se preferă pentru tensiunile de referință forma de dinți de ferăstrău, deoarece aceștia pot fi controlați mult mai strict ca amplitudine și fază cu ajutorul unor generatoare electronice de pulsuri și sînt mai ușor și mai precis sincronizați cu fazele sursei de alimentare.

Tensiunea de comandă u_{cI} a grupului *I* de tiristoare este o sinusoidă de frecvență și amplitudine variabilă, conform cerințelor impuse de reglarea

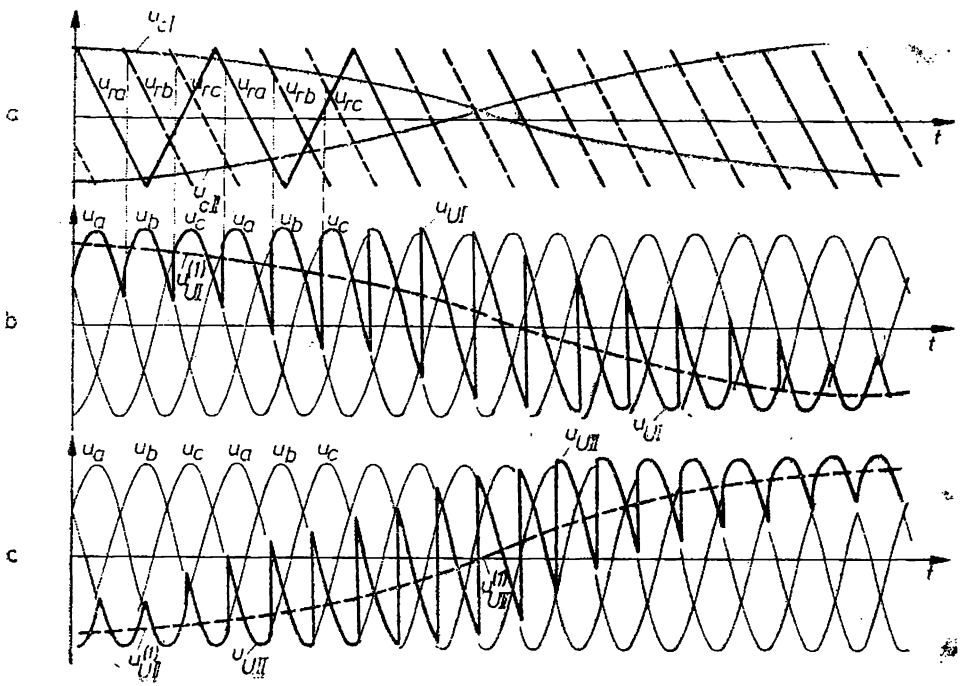


Fig. 7.6

vitezei motorului asincron (sau sincron). Frecvența f_1 a acestei tensiuni de comandă va impune frecvența armonicii fundamentale a tensiunii la bornele unei faze statorice a motorului de sarcină a cicloconvertorului, iar amplitudinea ei va dicta amplitudinea tensiunii fazei. Tensiuni de comandă adecvate vor realiza și sistemul trifazat de tensiuni de fază la intrarea motorului, în corelare cu sistemul trifazat de tensiuni de referință u_{ra}, u_{rb}, u_{rc}. În cazul figurii 7.6, *a* s-a considerat că amplitudinea tensiunii de comandă este egală cu amplitudinea dintelui de fierăstrău, iar frecvența sa $f_1 = f_0/12$, f_0 fiind frecvența sursei de alimentare. Impulsurile pentru aprinderea tiristorului din grupa *I* de pe faza a a sursei se obțin ori de cîte ori diferența $u_{ra} - u_c$ devine negativă, dacă se utilizează un sistem de generare a pulsurilor de aprindere ca cel din figura 3.28, adică ori de cîte ori sinusoida u_{cI} interesează panta dintelui de ferăstrău u_{ra} (fig. 7.6, *a*). Această afirmație este valabilă și pentru celelalte tiristoare ale grupului *I*. În felul acesta fiecare tiristor se aprinde cu o întîrziere α diferită, obținîndu-se în final o tensiune u_{gI} la bornele înfășurării *U* de fază a motorului (curba roșie din figura 7.6, *b*). Armonica fundamentală $u_{UI}^{(1)}$ a acestei tensiuni este, de asemenea, reprezentată în figura 7.6, *b* (cu linie roșie întreruptă). Frecvența f_1 a acestei fundamentale este aceeași cu aceea a tensiunii de comandă u_{cI}. Tensiunea de fază u_{gI} mai conține și o serie întreagă de armonici superioare, care însă nu influențează sensibil funcționarea motorului asincron.

Variindu-se frecvența tensiunii de comandă u_{cI}, se modifică și frecvența armonicii fundamentale $u_{UI}^{(1)}$. Dacă se schimbă, la aceeași frecvență, amplitudinea tensiunii de comandă u_{cI} și se păstrează forma dinților de referință, se obțin alte unghiuri de întîrziere la aprindere a tiristoarelor aceluiași grup *I*, rezultînd o altă undă u_{UI}, cu o fundamentală $u_{UI}^{(1)}$ de amplitudine diferită, la aceeași frecvență. Această afirmație este ilustrată de comparația figurilor 7.6 și 7.7.

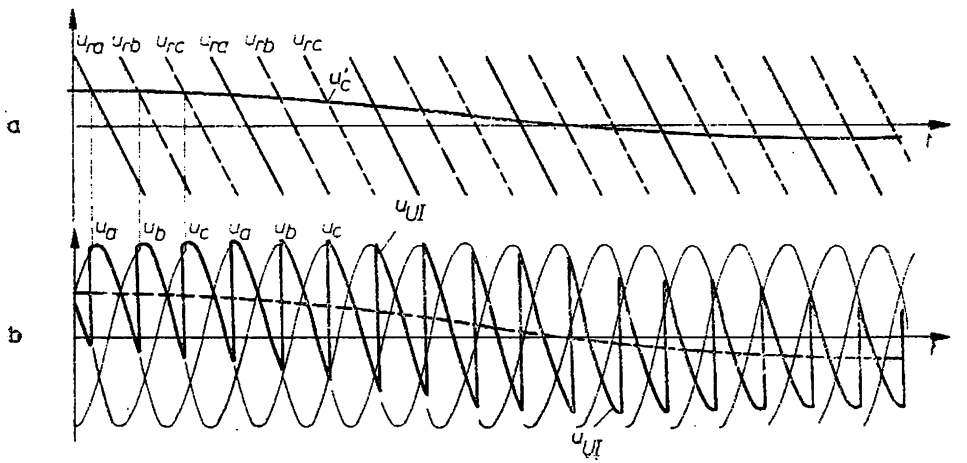


Fig. 7.7

Pentru grupul *II* de tiristoare se utilizează aceiași dinți de ferăstrău de referință pentru diferitele faze *a*, *b*, *c*, dar altă tensiune de comandă și anume u_{cII} (fig. 7.6, *a*) care are aceeași amplitudine și frecvență ca u_{cI}, dar se află în opoziție de fază. Tensiunea u_{UII} obținută la ieșirea celui de al doilea grup de tiristoare arată ca în figura 7.6, *c*. Armonica fundamentală $u_{UII}^{(1)}$ a acestei tensiuni este exact de aceeași amplitudine și frecvență ca și $u_{UI}^{(1)}$, dar în perfectă opoziție de fază.

Așa cum s-a prezentat mai înainte, cele două grupuri *I* și *II* de tiristoare care concură la alimentarea unei singure faze a motorului nu funcționează simultan. La o ipotetică funcționare simultană, ar apărea curenți de circulație, pentru că deși $u_{UI}^{(1)} = -u_{UII}^{(1)}$ în orice clipă, totuși u_{UII} nu urmărește exact pe $-u_{UI}$, ceea ce este clar chiar și numai din comparația figurilor 7.6, *b* și *c*. Ar fi atunci absolut necesară înserierea unor bobine de inducție de limitare în calea acestor curenți. Se preferă deci ca grupurile *I* și *II* de tiristoare ale fiecărei faze a motorului să lucreze pe rînd. Ele pot acționa fie în regim de redresor, fie de invertor, în cazul unei sarcini ohmic-inductive, cum este motorul asincron.

În figura 7.8 se prezintă pe aceeași diagramă variația în timp atît a tensiunii unei faze a motorului, cît și a curentului absorbit, cu armonicile fundamentale respective. Atît timp cît $i^{(1)} > 0$ și $u^{(1)} > 0$, funcționează numai grupul *I* de tiristoare în regim de redresor, fluxul de energie avînd sensul sursă-fază motor. În intervalul de timp cînd $i^{(1)} > 0$ și $u^{(1)} < 0$, funcționează tot numai grupul *I*, dar în regim de invertor, fluxul de energie avînd sens invers, de la motor spre sursă. Cînd curentul tinde spre zero, un sistem electronic logic blochează funcționarea ambelor grupuri de tiristoare *I* și *II*. După o pauză necesară blocării grupului *I* de tiristoare, se comandă intrarea în funcțiune a grupului *II* în regim de redresor pentru situația cînd $i^{(1)} < 0$ și $u^{(1)} < 0$ și în regim de invertor, cînd $i^{(1)} < 0$ și $u^{(1)} > 0$. La o nouă trecere prin zero a curentului, același sistem logic interpune o pauză, după care funcționarea este preluată din nou de grupul *I*.

Întocmai ca și la convertorul reversibil utilizat la reglarea vitezei motoarelor de c.c., se pot produce și situații cînd curentul este întrerupt în momente intermediare trecerii prin zero a armonicii fundamentale a curen-

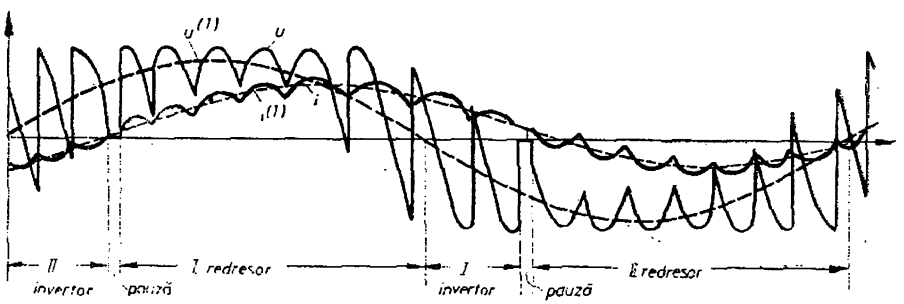


Fig. 7.8

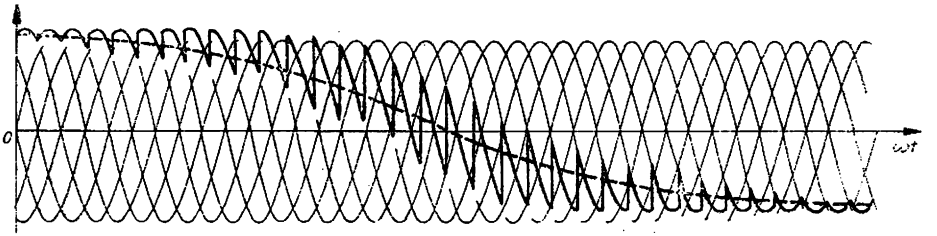


Fig. 7.9

tului. Astfel de situații apar din cauza existenței unei t.e.m. induse în faza considerată a motorului asincron, atunci cînd curentul efectiv absorbit este relativ redus. În general se preferă a se utiliza la realizarea cicloconvertoarelor pentru alimentarea motoarelor trifazate puntea dublă de tiristoare ca element de bază, ceea ce asigură $m = 6$ pulsuri ale tensiunii redresate pentru o perioadă a sursei de alimentare, ceea ce înseamnă că un tiristor conduce în jur de numai 60°, micșorîndu-se în chip serios șansa de a apărea regim de curent întrerupt. În plus, pentru a avea la ieșire o tensiune cît mai aproape de sinusoidă, se preferă a se utiliza cicloconvertoare numai la frecvențe f_1 relativ joase în comparație cu frecvența f_0 a sursei, de regulă $f_{1\,max} = (0{,}2—0{,}3)f_0$. În acest fel, într-o perioadă a tensiunii de ieșire se înregistrează un număr mai ridicat de pulsuri și cu pulsații mai mici în jurul valorii fundamentalei. Intervenind și inerția magnetică cauzată de natura circuitului unui motor, curentul va pulsa și mai puțin în jurul fundamentalei sale, regimul de curent întrerupt fiind astfel evitat. Aceste afirmații sînt ilustrate în figurile 7.9 și 7.10. În figura 7.9 se redă o jumătate de perioadă din tensiunea de ieșire a unui cicloconvertor cu $m = 6$, frecvența de ieșire fiind de 12 ori mai mică decît aceea a sursei de alimentare. În figura 7.10 se redă schema circuitului principal — de putere — a acestei instalații de alimentare a unui motor sincron de mare putere. Fiecare fază a motorului este alimentată prin intermediul unui transformator trifazat propriu și al unui cicloconvertor în punte trifazată de tiristoare ($m = 6$). Înfășurarea de excitație este la rîndul său alimentată printr-un al patrulea transformator trifazat și un redresor în punte trifazată. Un contactor întrerupe alimentarea excitației și închide circuitul respectiv pe rezistența R_p în decursul procesului de pornire în asincron a motorului. Fiecare fază a motorului este protejată în plus prin întreruptoare ultrarapide.

Din cauza caracterului discret al funcționării tiristoarelor din componența cicloconvertorului care alimentează un motor trifazat, fundamentalele tensiunilor și ale curenților de fază nu formează un sistem perfect echilibrat și simetric, căci este imposibil ca la orice frecvență dorită, tensiunile instantanee de fază u_U, u_V, u_W, formate din fragmente de sinusoidă, să îndeplinească relațiile

$$u_U(2\pi f_1 t) = u_V\left(2\pi f_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) = u_W\left(2\pi f_1 t + \frac{4\pi}{3}\right).$$

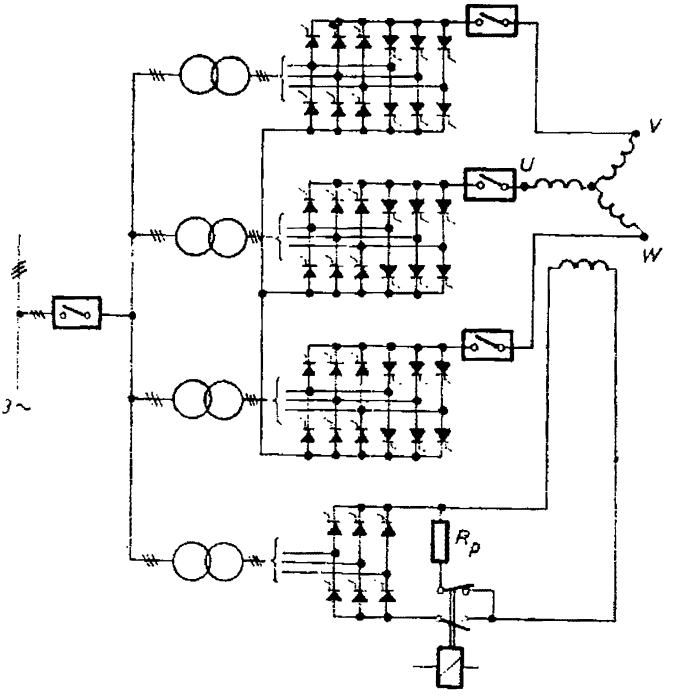


Fig. 7.10

Cicloconvertorul poate asigura reglarea vitezei motoarelor asincrone sau sincrone prin variația continuă a frecvenței f_1, cu respectarea la valoare constantă a cîtului U_1/f_1 sau cu impunerea unei anumite legi de variație $U_1 = f(f_1)$ (a se vedea § 5.8.3).

De multe ori, pentru a mări numărul m de pulsuri ale tensiunii redresate pentru o perioadă a tensiunii sursei, se utilizează grupaje de transformatoare, care prin defazaje introduse de diferitele tipuri de conexiuni, produc sisteme hexafazate și chiar dodecafazate de tensiuni. Evident, se complică schema de alimentare a cicloconvertorului ca și convertorul însuși, dar se obține o formă mai bună de tensiune, impusă de puterea relativ mare a motorului a cărui viteză trebuie reglată.

Cicloconvertorul permite și schimbarea numărului de faze. De la o sursă monofazată se poate alimenta un motor trifazat, ceea ce poate prezenta mult interes în tracțiunea electrică (de exemplu, locomotivă cu un singur fir de cale sau schipul de încărcare a furnalelor).

Cicloconvertorul se utilizează cu mult succes la reglarea vitezei unor motoare sincrone de foarte mare putere și de viteze foarte joase, cu eliminarea reductoarelor greoaie și foarte scumpe la aceste puteri, cum se întîlnesc în acționarea cuptoarelor de ciment (5 000—10 000 kW).

De remarcat că în cicloconvertoare comutarea curentului de la un tiristor la altul se realizează pe cale naturală, nefiind necesare mijloace suplimentare pentru forțarea comutației (cazul invertoarelor autonome sau a convertoarelor cu circuit intermediar de c.c.). Puterea reactivă necesară magnetizării motoarelor nu provoacă dificultăți cicloconvertorului, care poate asigura fluctuația energiei între sursă și motor, fără nici un circuit suplimentar.

Cicloconvertoarele găsesc o aplicare de mare importanță, atunci cînd sursa de c.a. dă o frecvență variabilă, iar sarcina necesită o frecvență constantă sau variabilă. Aceasta este situația pe un avion sau pe vehicule de mare putere, în care generatorul de c.a. este antrenat de un motor primar cu viteză variabilă.

7.2.2. Convertorul static indirect (cu circuit intermediar de c.c.)

Convertoarele indirecte de frecvență se caracterizează printr-o dublă conversie a energiei electrice. Mai întîi, se realizează cu ajutorul unui redresor (comandabil sau nu) conversia energiei de c.a. în energie de c.c. Apoi, cu ajutorul unui invertor (totdeauna comandat) se retransformă energia de c.c. în energie de c.a. de frecvență variabilă.

Conversia indirectă poate fi realizată fie cu tensiune continuă constantă în circuitul intermediar, urmînd ca modificarea valorii efective a tensiunii alternative și a frecvenței să fie realizată de invertor, fie cu tensiune continuă variabilă, în care caz convertorul va realiza modificarea frecvenței.

Convertoarele indirecte pot impune tensiunea la ieșire, la o frecvență de ieșire dată, în care caz curentul de ieșire va fi hotărît de sarcina motorului de c.a., iar convertorul se va numi *convertor de tensiune*. În cazul *convertorului de curent*, la frecvența dată se impune curentul de ieșire, urmînd ca tensiunea la bornele motorului să fie dictată ca amplitudine și fază de sarcina motorului.

Evident, frecvența de ieșire fiind variabilă, invertorul inclus, în convertorul cu circuit intermediar de c.c. va funcționa cu stingerea forțată a tiristoarelor, folosindu-se în acest scop condensatoare (întocmai ca la convertoarele de c.c. — c.c. — choppere). Există invertoare cu circuite separate de stingere care utilizează tiristoare suplimentare. Alte invertoare nu au circuite separate de stingere, aprinderea unui tiristor provocînd stingerea altuia.

Există deci numeroase tipuri de convertoare cu circuit intermediar de c.c. În cele ce urmează vom prezenta numai cîteva tipuri mai des utilizate. Vom insista asupra invertorului cuprins în această categorie de convertoare, fiindcă redresoarele nu prezintă nimic deosebit de fenomenele prezentate în capitolul 3.

Invertorul de tensiune fără circuit separat de stingere în varianta monofazată va fi descris mai întîi. Schema lui este prezentată în figura 7.11 și cuprinde patru tiristoare legate în punte. Pe o diagonală a punții se leagă

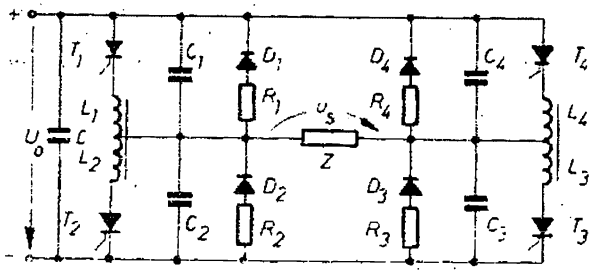


Fig. 7.11

sarcina Z, iar pe cealaltă diagonală este conectată sursa de c.c. (un redresor cu filtru LC de ieșire sau, în unele cazuri, o baterie de acumulatoare). Schema cuprinde condensatoarele C_1—C_4 și bobinele cu miez feromagnetic L_1—L_4 necesare comutației forțate a tiristoarelor. Bobinele L_1, L_2 și respectiv L_3, L_4 sînt plasate pe cîte un același miez, realizînd cuplaje magnetice strînse. Diodele D_1 — D_4 cu rezistoarele R_1 — R_4 se vor utiliza pentru întoarcerea energiei localizate în cîmpul magnetic al sarcinii spre sursă (în cazul sarcinilor ohmic-inductive) și pentru descărcarea energiei înmagazinate în cîmpul magnetic al bobinelor L_1—L_4 de comutație.

Analiza principiului de funcționare a acestui invertor este destul de dificilă. Fiind vorba de o primă schemă vom acorda mai mult spațiu explicării funcționării invertorului. Pentru început vom face abstracție de modul cum comută între ele diferitele tiristoare, de fenomenele legate de stingerea unui tiristor și aprinderea altuia. Vom presupune deci că această comutație se face instantaneu: cînd se aplică impuls de aprindere tiristorului T_2, se stinge automat tiristorul T_1 și invers. Și tiristoarele T_3 și T_4 de pe celelalte două laturi ale punții realizează de asemenea o comutație instantanee.

Considerînd un regim staționar al invertorului cînd pulsația mărimii de ieșire, tensiunea u_s la bornele sarcinii, este ω, impulsurile de aprindere ale diferitelor tiristoare arată ca în figura 7.12, *a*. Aceste impulsuri au o durată egală cu π (măsurată la scara ωt), ceea ce constituie o deosebire în comparație cu maniera de a aprinde tiristoarele convertoarelor de c.c. (cînd era suficient un impuls de o durată relativ mult mai redusă sau de un tren de impulsuri de o durată totală relativ mică față de perioada tensiunii sursei). Impulsurile de aprindere ale perechii de tiristoare T_1, T_2 sînt defazate cu exact 180° (la scara ωt) și la fel impulsurile tiristoarelor T_3, T_4, numai că aceste ultime impulsuri sînt defazate în ansamblu cu unghiul α față de impulsurile primei perechi T_1, T_2. Tensiunea la bornele sarcinii arată în această situație ca în figura 7.12, *b*. Pentru $-\pi + \alpha < \omega t < 0$, conform figurii 7.12, *a*, conduc tiristoarele T_1 și T_3 și $u_s = U_0$. Pentru $0 < \omega t < \alpha$ sînt aprinse tiristoarele T_2 și T_3, iar $u_s = 0$. Atunci cînd $\alpha < \omega t < \pi$, sarcina este conectată prin intermediul tiristoarelor T_2 și T_4, la sursa de c.c., iar $u_s = -U_0$. Tensiunea u_s la ieșirea invertorului prezintă deci o variație alternativă, alternanțele fiind niște dreptunghiuri (abstracție făcînd de fenomenele legate de comutația tiristoarelor). Variind unghiul α, la ω dat, se poate obține variația duratei dreptunghiului de alternanță al tensiunii u_s și deci modificarea amplitudinii armonicii sale fundamentale $u_s^{(1)}$ (știut fiind că, la reglarea vitezei unui motor asincron prin modificarea frecvenței f_1, trebuie modificată și tensiunea U_1 aplicată motorului). Curentul i_s de sarcină, în ipoteza că acesta are caracter ohmic-in-

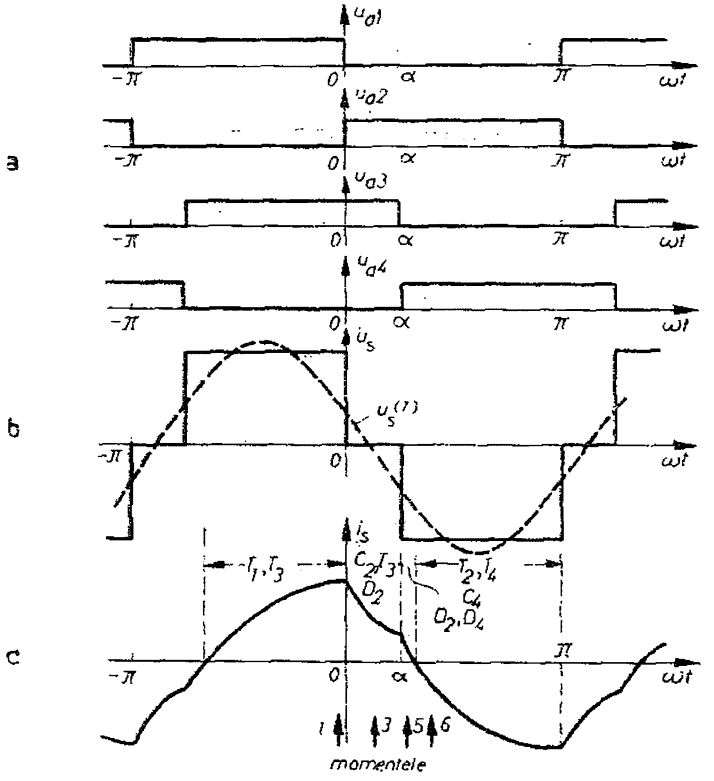


Fig. 7.12

ductiv, reprezintă o sumă de exponențiale, funcție de amplitudinea și semnul pulsului de tensiune u_s aplicată. În ansamblu, curentul i_s este alternativ (media nulă pe o perioadă 2π), iar armonica sa fundamentală este defazată în urmă față de armonica de același ordin a tensiunii u_s (fig. 7.12, *c*).

Să analizăm acum fenomenele legate de comutația tiristoarelor T_1 și T_2 care se petrece începînd cu momentul $\omega t = 0$ (fig. 7.12, *a*), cînd tiristorul T_2 primește impuls de aprindere, tiristorul T_1 fiind în conducție. Situația circuitului realizat de invertor în momentul $\omega t = 0^-$, notat momentul *1*, este arătată în figura 7.13, *a*. Curentul de sarcină i_s debitat de sursa de tensiune U_0 trece prin tiristoarele T_1 și T_3 și prin bobina L_1. Vom presupune că inerția magnetică a sarcinii este suficient de mare, încît în fenomenele care au loc în primele clipe ale comutației curentul de sarcină este practic constant la valoarea $i_s(0)$ surprinsă la $\omega t = 0$. În consecință, în momentul *1*, cînd $\omega t = 0^-$, curentul prin bobina L_1 este $i_{L1} = i_s(0)$, cu sensul din figura 7.13, *a*, iar $\frac{di_{L1}}{dt} \approx 0$. deci tensiunea $u_{L1} \approx 0$. În același moment, tensiunea u_{c2}, la bornele condensatorului C_2 este egală cu U_0, cu sensul din figura 7.13, *a*, aceeași tensiune aplicîndu-se tiristorului T_2 în sensul de conducție al acestuia (anod-catod).

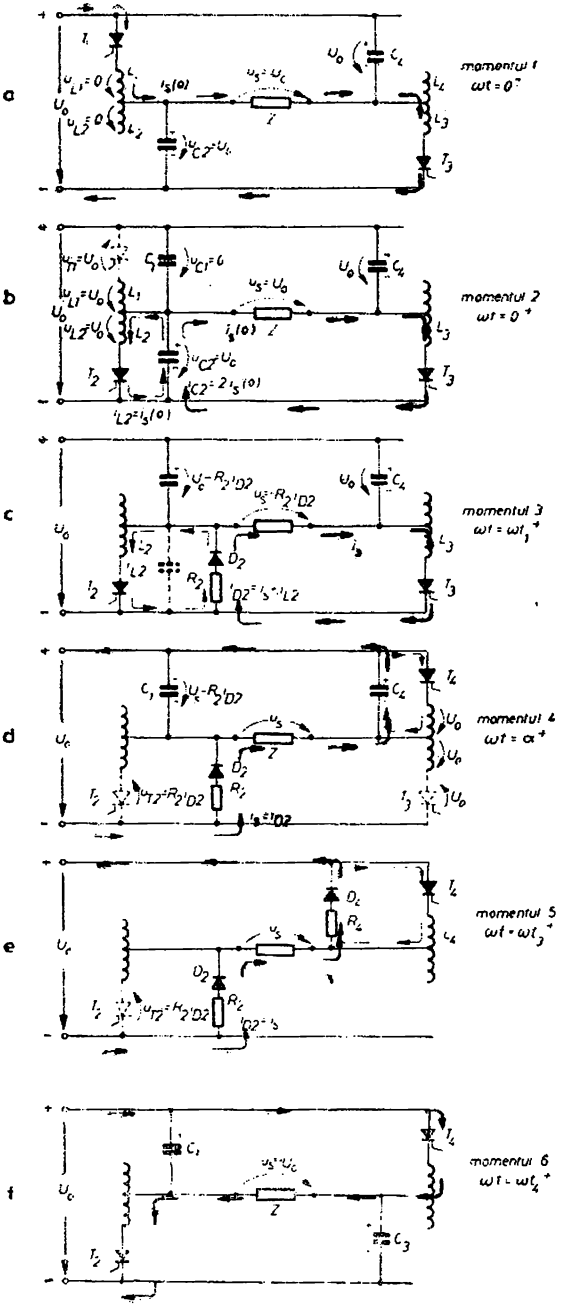

a
momentul 1
ωt = 0⁺
b
momentul 2
ωt = 0⁺
c
momentul 3
ωt = ωt₁⁺
d
momentul 4
ωt = α⁺
e
momentul 5
ωt = ωt₃⁺
f
momentul 6
ωt = ωt₄⁺

Fig. 7.13

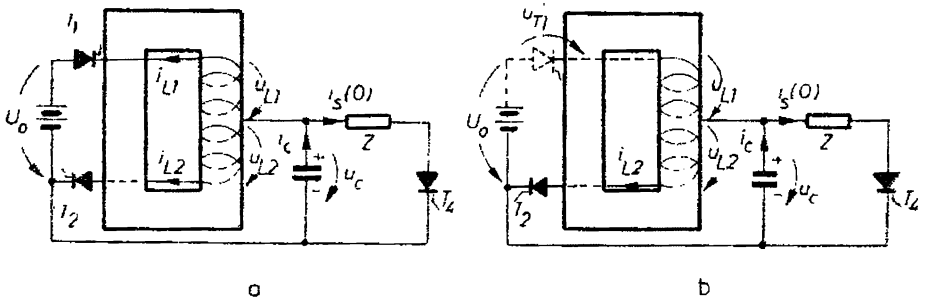


Fig. 7.14

La momentul $\omega t = 0$, se aprinde tiristorul T_2 și începe procesul de comutație $T_1 - T_2$. Circuitul echivalent al invertorului în această nouă situație este cel din figura 7.14, *a*. Vom analiza în cele ce urmează variația curenților din diferitele laturi ale circuitului în următoarele ipoteze simplificatoare: se neglijează rezistențele bobinelor L_1 și L_2 cuplate magnetic și cea a sursei U_0, curentul de sarcină rămîne constant la valoarea $i_s(0)$. Bobinele L_1 și L_2 sînt identice. Ele au inductivitatea proprie L și inductivitatea mutuală M. Inductivitatea de dispersie a unei bobine în raport cu cealaltă este $L_\sigma = L - M \ll L$ [$L_\sigma \approx (0{,}02 - 0{,}04)\ L$]. Cu notațiile din figura 7.14, *a*, ecuațiile circuitului sînt:

$$i_C = i_s(0) + i_{L1} + i_{L2} = -C\frac{du_C}{dt};$$

$$u_C = L\frac{di_{L2}}{dt} - M\frac{di_{L1}}{dt} = u_{L2};$$

$$u_{L1} = U_0 - u_C = -L\frac{di_{L1}}{dt} + M\frac{di_{L2}}{dt},$$

cu condițiile inițiale $u_C(0) = U_0$; $i_{L1}(0) = -i_s(0)$; $i_{L2}(0) = 0$; $i_C(0) = 0$. Aplicînd transformata Laplace sistemului de ecuații de mai sus, se obține:

$$u_C(\sigma) = \frac{U_0}{2}\frac{\sigma}{\sigma^2 + \omega_1^2} + \frac{U_0}{2\sigma};$$

$$i_{L1}(\sigma) = -\frac{U_0}{2(L + M)\sigma^2} + \frac{U_0}{2\omega_1 L_\sigma}\frac{\omega_1}{\sigma^2 + \omega_1^2} - \frac{i_s(0)}{\sigma};$$

$$i_{L2}(\sigma) = \frac{U_0}{2(L + M)\sigma^2} + \frac{U_0}{2\omega_1 L_\sigma}\frac{1}{\sigma^2 + \omega_1^2};$$

$$i_C(\sigma) = \frac{U_0}{\omega_1 L_\sigma}\frac{\omega_1}{\sigma^2 + \omega_1^2},$$

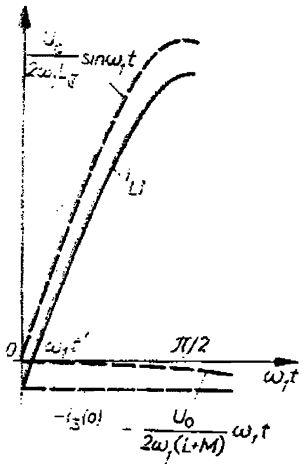


Fig. 7.15

ceea ce corespunde următoarelor funcții de timp :

$$u_C(t) = \frac{U_0}{2}(1 + \cos\omega_1 t);$$

$$i_{L1}(t) = -i_s(0) + \frac{U_0}{2\omega_1 L_\sigma}\sin\omega_1 t - \frac{U_0}{2(L+M)\omega_1}\omega_1 t; \tag{7.1}$$

$$i_{L2}(t) = \frac{U_0}{2\omega_1 L_\sigma}\sin\omega_1 t + \frac{U_0}{2(L+M)\omega_1}\omega_1 t;$$

$$i_C(t) = \frac{U_0}{\omega_1 L_\sigma}\sin\omega_1 t,$$

în care $\omega_1^2 = \frac{2}{CL_\sigma}$, pulsația ω_1 fiind foarte mare în comparație cu pulsația ω a tensiunii u_s, deoarece nu numai capacitatea C este relativ redusă, dar și inductivitatea L_σ este foarte mică, cu atît mai mică cu cît cuplajul magnetic dintre bobinele L_1 și L_2 este mai strîns.

Curentul i_{L1} se anulează foarte repede după aprinderea tiristorului T_2 (fig. 7.15), așa cum se vede din expresia sa (7.1), componenta sinusoidală avînd o amplitudine foarte mare [$L_\sigma = L - M \ll (L + M)$], chiar în comparație cu $i_s(0)$, componenta liniară fiind practic neglijabilă în primele clipe pînă la anularea curentului i_{L1}. Anularea curentului i_{L1} la timpul t' înseamnă blocarea tiristorului T_1 și întreruperea trecerii curentului prin blobina L_1. În momentul t', cînd i_{L1} a devenit nul și

$$\frac{U_0}{2\omega_1 L_\sigma}\sin\omega_1 t' = i_s(0) + \frac{U_0}{2(L+M)\omega_1}\omega_1 t',$$

configurația circuitului echivalent al invertorului s-a modificat conform figurii 7.14, *b*, începînd un nou regim tranzitoriu, noile valori inițiale fiind

$$u_C(t') = \frac{U_0}{2}(1 + \cos\omega_1 t') \approx U_0;$$

$$i_{L2}(t') = i_s(0) + \frac{U_0}{(L+M)\omega_1}\omega_1 t' \approx i_s(0); \tag{7.2}$$

$$i_C(t') = 2i_s(0) + \frac{U_0}{(L+M)\omega_1}\omega_1 t' \approx 2i_s(0).$$

Deoarece, așa cum se indică și în figura 7.15, $\omega_1 t' \ll \pi/2$ iar ω_1 este foarte mare, rezultă că putem neglija în cele ce urmează timpul t'. Totul se întîmplă ca și cum curentul i_{L1} s-ar anula brusc, atrăgînd după sine creșterea bruscă a curentului i_{L2} de la zero la $i_s(0)$, datorită inducției magnetice

între bobinele L_1 și L_2 strîns cuplate. Energia localizată în cîmpul magnetic comun care inițial era $\frac{1}{2}Li_{L1}^2 = \frac{1}{2}Li_s^2(0)$ devine după timpul t', $\frac{1}{2}Li_{L2}^2 \approx$ $\approx \frac{1}{2}Li_s^2(0)$, adică rămîne practic constantă.

Conform noii scheme echivalente din figura 7.14, *b*, curentul de sarcină este preluat, imediat după comutarea practic instantanee $T_1 - T_2$, de condensatorul C_2, așa cum se vede din figura 7.13, *b*, (momentul 2, pentru $\omega t = 0^+$). Să vedem cum evoluează curenții din circuit și tensiunile u_C și u_s, ținînd seama de noile valori inițiale (7.2). Ecuațiile în mărimi instantanee

$$i_C = i_s(0) + i_{L2} = -C\frac{du_C}{dt},$$

$$u_C = L\frac{di_{L2}}{dt} = u_{L2} = u_s,$$

conduc la următorul sistem în transformate Laplace:

$$u_C(\sigma) = \sigma L i_{L2}(\sigma) - L i_s(0);$$

$$i_C(\sigma) = \frac{i_s(0)}{\sigma} + i_{L2}(\sigma) = -C\sigma\, u_C(\sigma) + CU_0,$$

din care rezultă

$$i_{L2}(t) = \frac{U_0}{\omega_2 L}\sin\omega_2 t - i_s(0) + 2i_s(0)\cos\omega_2 t = i_C(t) - i_s(0); \qquad (7.3)$$

$$u_C(t) = U_0\cos\omega_2 t - 2\omega_2 L i_s(0)\sin\omega_2 t = u_{L2}(t) = u_s(t),$$

în care $\omega_2^2 = \frac{1}{CL}$, pulsația ω_2 fiind evident mai mică decît ω_1 ($L_\sigma \ll L$), dar încă sensibil mai mare decît pulsația ω a tensiunii u_s. În consecință, curenții ca și tensiunile u_C și u_s continuă să varieze foarte repede în timp, dar ceva mai lent decît în faza anterioară, a cărei durată t' practic am și neglijat-o. Conform relațiilor (7.3), condensatorul C_2 se descarcă pe bobina L_2 prin intermediul tiristorului T_2 și preia și conducerea curentului de sarcină i_s (fig. 7.16, *a*), tensiunea u_C la bornele sale scăzînd rapid în timp (în intervalul $\omega t = 0 - \omega_1 t$, $u_C = u_s$).

Este interesant de urmărit cum variază în timp tensiunea u_{T1} aplicată tiristorului T_1, care este blocat în intervalul de timp cît se descarcă condensatorul C_2.

Pe baza figurii 7.14, *b*, putem scrie

$$u_{T1} = U_0 - u_{L1} - u_{L2} \approx U_0 - 2u_C,$$

căci $u_{L2} \approx u_{L1}$, datorită cuplajului aproape perfect dintre bobinele L_1 și L_2. Inițial cînd $u_C = U_0$, rezultă $u_{T1} = -U_0$ (fig. 7.16, *a*), solicitînd în sens invers

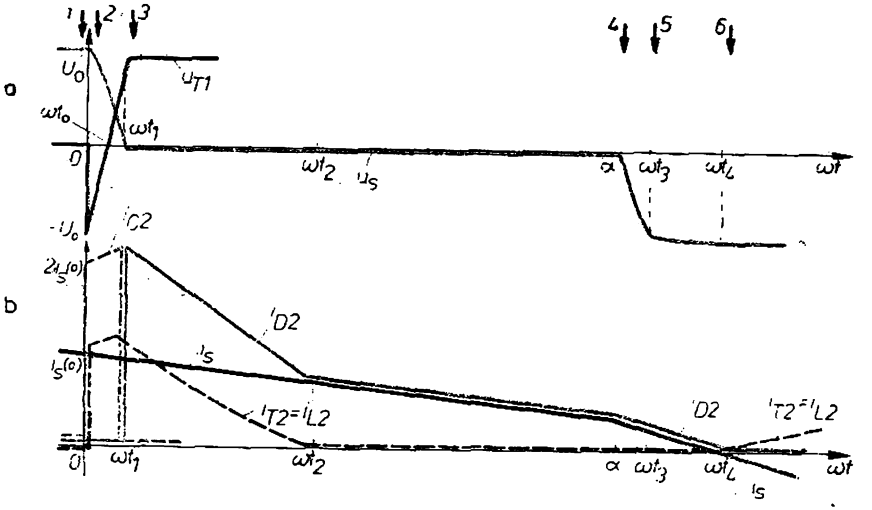


Fig. 7.16

tiristorul de puțin timp blocat, ceea ce este absolut necesar, pentru ca tiristorul T_1 să-și revină (a se vedea cele prezentate în § 1.9.3). Pe măsură ce condensatorul C_2 se descarcă și u_C scade, tensiunea u_{T1} crește, trecînd prin zero la momentul ωt_0 (fig. 7.16, *a*) și devenind apoi pozitivă. Desigur, pulsația ω_2 trebuie astfel aleasă (ea este funcție de L și C) încît timpul t_0 să fie mai mare decît timpul de revenire al tiristorului, altminteri la tensiune u_{T1} pozitivă, tiristorul T_1 începe din nou să conducă, punînd sursa în scurtcircuit.

La momentul $\omega t = \omega t_1$, cînd tensiunea u_C a devenit nulă, configurația circuitului invertorului se modifică încă o dată, deoarece dioda D_2 începe să conducă, preluînd de la condensatorul C_2 curentul i_s de sarcină,. Timpul t_1 poate fi calculat din condiția $u_C = 0$,

$$\operatorname{tg} \omega_2 t_1 = \frac{U_0}{2\omega_2 L i_s(0)},$$

conform expresiilor (7.3). Deoarece $u_C = 0$, rezultă că $\frac{di_{L2}}{dt} = 0$, adică curentul i_{L2} a crescut în timp, ajungînd la momentul ωt_1 la un maxim, ceea ce înseamnă că în cîmpul magnetic al bobinei L_2 energia înmagazinată a crescut. După momentul ωt_1, cînd dioda D_2 se deschide, această energie este cedată circuitului, curentul i_{L2} închizîndu-se prin dioda D_2 și rezistența R_2. Rezistența R_2 este necesară pentru a consuma rapid această energie, înainte de inversarea curentului de sarcină i_s. Distribuția curenților în momentul 3, cînd $\omega t = \omega t_1^+$, este prezentată în figura 7.13,*c*. Între tensiuni există relațiile $u_{L2} = u_{C2} = u_s = -R_2 i_{D2}$, ceea ce arată că tensiunea u_s la bornele sarcinii este de mică valoare și negativă (fig. 7.16,*a*). Deoarece $u_{L2} = L \frac{di_{L2}}{dt} < 0$,

curentul i_{L2} scade, anulîndu-se în momentul t_2 (fig. 7.16, *b*). În acest moment tiristorul T_2 se blochează și, pentru a-l menține pregătit pentru conducție, impulsul de aprindere u_{a2} pe poarta sa trebuie aplicat în continuare. Acesta este motivul pentru care impulsul de aprindere a unui tiristor oarecare trebuie menținut timp de jumătate din perioada tensiunii u_s. Cît timp tiristorul T_2 nu mai conduce, curentul de sarcină i_s se închide prin dioda D_2 și tiristorul T_3, fiind menținut pe baza energiei localizate în cîmpul magnetic al sarcinii. Evident, acest curent scade în timp (fig. 7.16, *b*) iar tensiunea la bornele sarcinii este negativă și foarte redusă în valoare absolută, $u_s = -R_2 i_{D2} = -R_2 i_s$, deoarece rezistența R_2 este în general mult mai redusă decît rezistența normală a sarcinii.

Tensiunea u_C fiind foarte mică, și practic constantă, curentul i_C prin condensatorul C_2 este nul.

Fenomenele se desfășoară în modul descris mai sus pînă în momentul $\omega t = \alpha$, cînd tiristorul T_4 primește impuls de aprindere. Comutația între tiristoarele T_3 și T_4 este cu totul analoagă cu cea dintre tiristoarele T_1 și T_2, cu singura deosebire că $i_s(0) > i_s(\alpha)$, adică curentul comutat este mult mai redus, fenomenele tranzitorii de comutație avînd loc mai repede. Nu vom insista deci din nou asupra acestor fenomene. În intervalul foarte scurt $\alpha < \omega t < \omega t_3$, curentul de sarcină este preluat de dioda D_2 și condensatorul C_4, închizîndu-se prin sursă. În felul acesta o parte din energia localizată în sarcină revine la sursă (momentul *4*, fig. 7.13, *d*). Pe măsură ce condensatorul C_4 se descarcă și tensiunea u_{C4} scade spre zero, tensiunea u_s tinde către $-U_0$ (fig. 7.16, *a*). La $\omega t = \omega t_3$, condensatorul C_4 este complet descărcat.

În intervalul $\omega t_3 < \omega t < \omega t_4$, dacă energia localizată în sarcină nu s-a epuizat, curentul continuă să treacă prin dioda D_2 și se închide prin sursă prin intermediul diodei D_4 și a rezistenței R_4. Dioda D_4 intră în conducție în momentul ωt_3, cînd tensiunea la bornele sale, egală cu u_{C4}, s-a anulat. În același interval de timp are loc și descărcarea energiei de comutație înmagazinată în bobina L_4, tot prin dioda D_4 și rezistența R_4. Distribuția curenților arată ca în figura 7.13, *e*, momentul *5*.

La $\omega t = \omega t_4$, circuitul i_s se anulează și schimbă de semn. El se va închide apoi prin tiristoarele T_4 și T_1, ambele avînd asigurate impulsurile de aprindere necesare conducției (momentul *6*, fig. 7.13, *f*).

În continuare fenomenele se repetă, neintervenind nimic nou față de cele prezentate anterior.

De remarcat faptul că energia necesară comutației, înmagazinată în bobinele L, se pierde prin efect Joule în rezistențele R înseriate cu diodele D. Acest fenomen conduce la înrăutățirea randamentului invertorului. O soluție mai bună constă în a alimenta sarcina prin intermediul unui transformator T (fig. 7.17) și a lega diodele D la o priză de 0,1—0,2

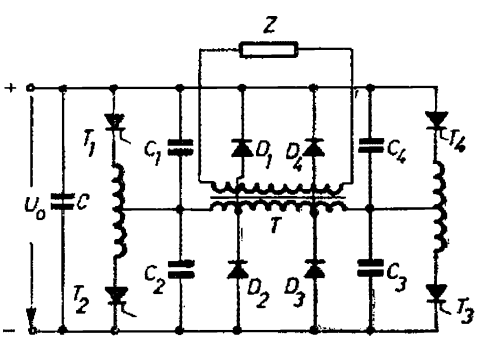


Fig. 7.17

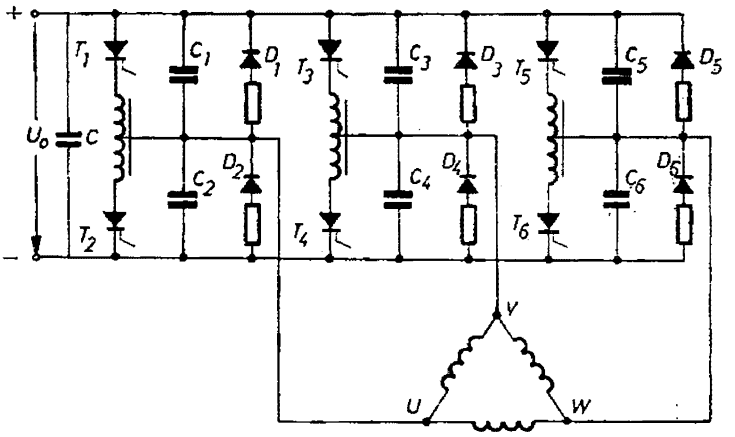


Fig. 7.18

din numărul total de spire ale înfăşurării primare, aşa cum se arată în fig. 7.17. În felul acesta, energia de comutaţie este transmisă prin transformator sarcinii, ceea ce îmbunătăţeşte performanţele energetice ale invertorului descris.

După principiul invertorului monofazat se poate realiza un invertor trifazat (fig. 7.18), invertor utilizat, de exemplu, pentru alimentarea cu frecvenţă variabilă a unui motor de c.a. Sînt necesare trei perechi de tiristoare, fiecare pereche primind impulsuri de aprindere decalate cu 120° (fig. 7.19, *a*). În cadrul unei perechi, de exemplu T_1, T_2, un tiristor conduce 180°, celălalt fiind necomandat, după care ele îşi schimbă rolurile. Tensiunile între fazele motorului de c.a. care se pot obţine sînt prezentate în figurile 7.19, *b*, *c*, *d*. Ele sînt alternative cu alternanţe dreptunghiulare de lăţime 120°. Curentul de linie este reprezentat în figura 7.19, *e*. El este departe de a fi sinusoidal şi drept urmare cuplul electromagnetic produs de motor înregistrează pulsaţii de aproximativ 7—10% din cuplul nominal M_N în jurul componentei sale medii (fig. 7.19, *f*).

O altă variantă de invertor autonom trifazat este redată schematic în figura 7.20. Deosebirea esenţială faţă de schema din figura 7.18 constă în faptul că cele şase condensatoare necesare comutaţiei tiristoarelor $T_1 \ldots T_6$ sînt conectate între fazele U, V, W. O altă deosebire de principiu o constituie faptul că fenomenul de comutaţie are loc între două tiristoare de pe faze diferite, dar din acelaşi grup de trei tiristoare legate la acelaşi pol al sursei (de exemplu, T_1 şi T_3 sau T_3 cu T_5 sau T_2 cu T_4). În plus, tiristoarele conduc numai o treime din perioada T a tensiunii de ieşire. Intervalele de timp cît conduc diferitele tiristoare sînt evidenţiate în figura 7.21, *a*. Diodele $D_1 \ldots D_6$ sînt folosite pentru descărcarea energiei localizate în cîmpul magnetic al înfăşurărilor statorice ale motorului trifazat de c.a. conectat la ieşirea invertо-

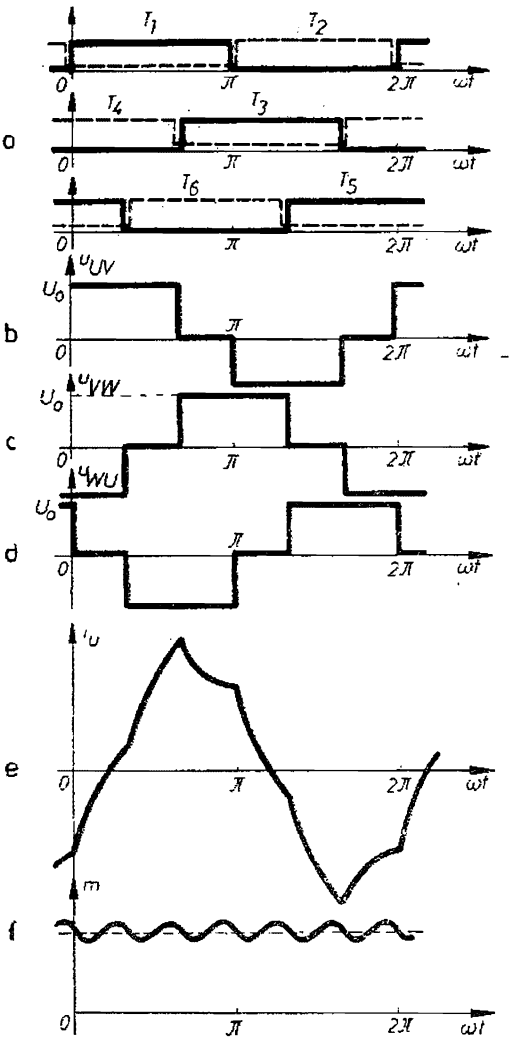


Fig. 7.19

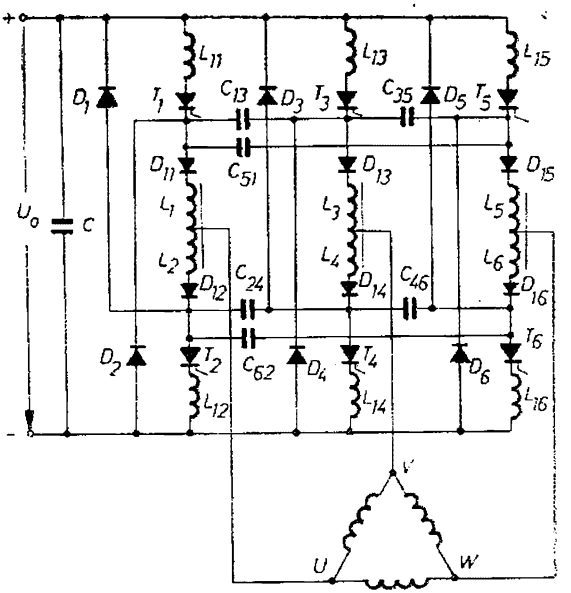


Fig. 7.20

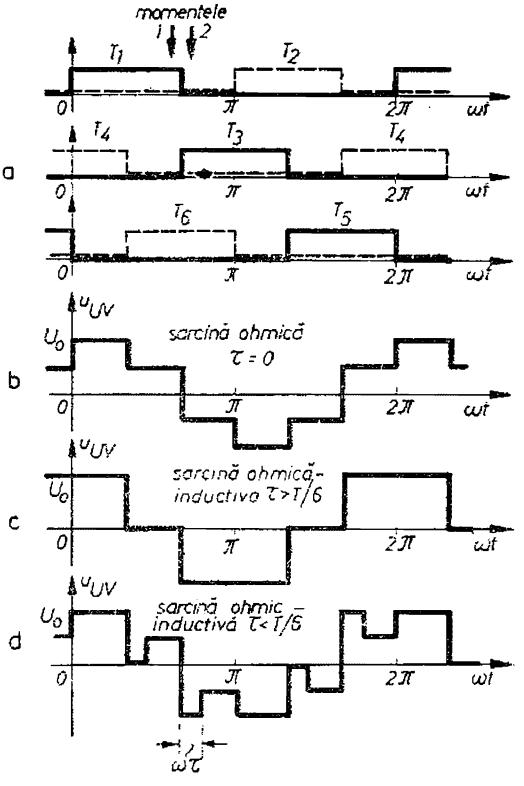


Fig. 7.21

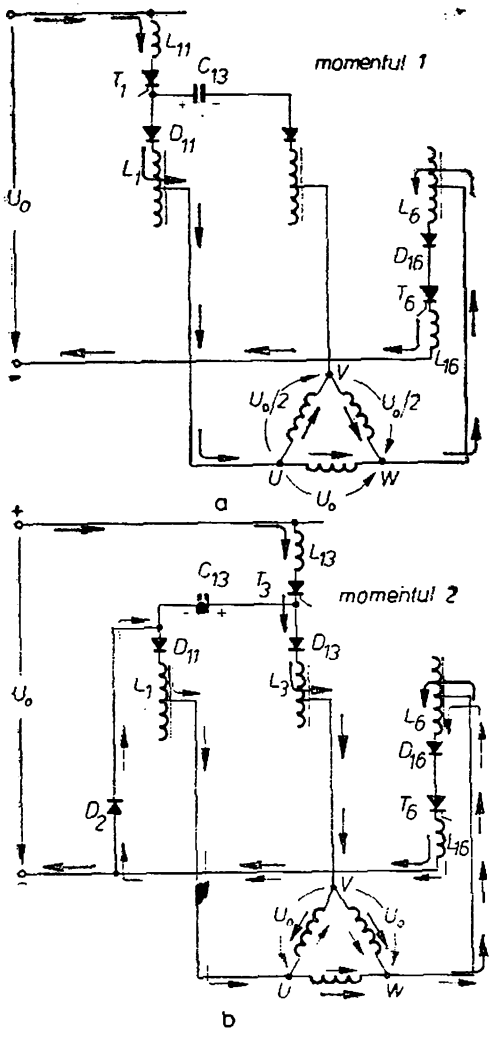


Fig. 7.22

rului. Diodele $D_{11}...D_{16}$ sînt utilizate pentru a împiedica oscilațiile circuitelor LC utilizate pentru comutația tiristoarelor.

Să analizăm pe scurt fenomenul de comutație, analiza de detaliu făcîndu-se în mod similar invertorului autonom în punte monofazată. Să presupunem că la un moment dat, momentul *1* (fig. 7.22, *a*), conduc tiristoarele T_1 și T_6, în care caz condensatorul C_{13} se încarcă cu sarcini avînd polaritatea din figura 7.22, *a*. În clipa cînd tiristorul T_3 se aprinde, atunci condensatorul C_{13} se descarcă mai întîi pe drumul T_1, L_{11}, L_{13}, T_3, C_{13} pînă cînd anulează curentul care trece prin tiristorul T_1. Inductivitățile L_{11}, L_{13} limitează panta de creștere a curentului de descărcare a condensatorului C_{13} la o valoare suportabilă pentru tiristoare. La anularea curentului prin tiristorul T_1, care se blochează în consecință, curentul de descărcare a condensatorului își schimbă drumul, care este acum D_{11}, L_1, L_2, D_{12}, D_1, L_{13}, T_3, C_{13}. Inductivitățile L_1, L_2, mai mari decît L_{11}, L_{13}, fac ca acum curentul de descărcare să evolueze ceva mai lent decît în prima fază, necesară blocării tiristorului T_1, pentru ca tensiunea la bornele tiristorului T_1 să nu redevină pozitivă înaintea revenirii tiristorului T_1 după anularea curentului prin el. Cînd curentul de descărcare al condensatorului a atins valoarea maximă în cursul oscilației sale, tensiunea la bornele condensatorului este nulă. După aceea curentul de descărcare scade la zero, în timp ce tensiunea la bornele condensatorului schimbă de sens. Diodele D_{11}, D_{12} din drumul curentului de descărcare împiedică însă inversarea de sens a acestui curent, condensatorul rămînînd în această stare.

Tensiunea între faze, de exemplu u_{UV}, la ieșirea invertorului are o variație în timp care diferă după natura sarcinii. Dacă sarcina este pur ohmică,

în intervalul de 60° cît conduc simultan tiristoarele T_1 și T_6 (fig. 7.22, *a*) $u_{UV} = U_0/2$, U_0 fiind tensiunea sursei de c.c. În intervalul următor de 60° conduc tiristoarele T_3 și T_6, borna V a sarcinii fiind legată la plusul sursei iar borna W la *minus*, borna U avînd potențialul intermediar; deci $u_{UV} = -U_0/2$. În următoarele 60° conduc tiristoarele T_3 și T_2, deci V rămîne legat la plusul sursei, iar U se conectează la minus; deci $u_{UV} = -U_0$ ș.a.m.d. Curba de variație a tensiunii u_{UV} în cazul sarcinii ohmice este reprezentată în figura 7.21, *b*.

Să considerăm acum o sarcină ohmică cu un ușor caracter inductiv ($\omega L < R$). La sfîrșitul intervalului de 60°, *momentul 1, cînd conduc simultan* tiristoarele T_1 și T_6, situația este conformă cu figura 7.22, *a*. Curentul de sarcină, indicat prin săgeți roșii, urmează drumul evidențiat în figură. Borna U a sarcinii este legată la plusul sursei, iar borna W la minus, borna V avînd un potențial mijlociu; deci $u_{UV} = U_0/2$. Urmează apoi *un nou interval* de 60°, cînd conduc simultan tiristoarele T_3 și T_6. Acest interval trebuie divizat în două subintervale. În primul subinterval de durată $\tau < T/6$, datorită inerției magnetice a sarcinii, curentul tinde să-și păstreze sensul din momentul *1*, folosind de data aceasta dioda D_2, parcurgînd un drum indicat prin săgeți negre în figura 7.22, *b*. Această diodă D_2, necesară descărcării energiei localizate în cîmpul magnetic al sarcinii și tiristorul T_6 pun în scurtcircuit bornele U și W și le leagă la minusul sursei, în timp ce borna V este conectată la plus prin tiristorul T_3. Drumul curentului cedat de sursă este reprezentat în figura 7.22, *b* prin săgeți roșii. Atît timp, și anume τ, cît conduce dioda D_2, iar bornele U și W sînt legate în scurt, $u_{UV} = -U_0$ (*fig.* 7.21, *d*). În al doilea subinterval, dioda D_2 nu mai conduce, rămîne numai curentul propriu-zis debitat de sursă, care urmează în continuare drumul arătat de *săgeți roșii*. Scurtcircuitul dintre bornele U și W nemaiexistînd, borna U ia un potențial mijlociu între potențialele bornelor V (legat la plusul sarcinii) și W (*legat la minus*) și deci $u_{UV} = -U_0/2$ (fig. 7.21, *c*). În următorul interval de 60° conduc tiristoarele T_3 și T_2, borna U fiind legată mereu la minusul sursei, în timp ce borna V este legată la plus (mai precis, pe un subinterval τ, V și W sînt legate în scurtcircuit prin dioda D_5 și tiristorul T_3 și simultan la plusul sursei, iar pe al doilea subinterval scurtcircuitul se rupe, V rămînînd însă legat la plus, iar W luînd un potențial mijlociu). Următorul interval de 60° găsește în conducție tiristoarele T_3 și T_2, în care caz pe primul subinterval de τ, bornele U și V sînt legate în scurtcircuit și totodată la minusul sursei și deci $u_{UV} = 0$, iar în al doilea subinterval, U este legat la minus, W la plus, iar V ia un potențial mijlociu și deci $u_{UV} = -U_0/2$ ș.a.m.d. Tensiunea u_{UV} pentru sarcina ușor inductivă, cu un timp τ de conducție al diodelor $D_1 \ldots D_6$ (pentru descărcarea energiei localizate în cîmpul magnetic al sarcinii) mai mic de $T/6$, T fiind perioada tensiunii de ieșire a invertorului, este arătată în figura 7.21, *c*.

Pentru sarcini ohmice puternic inductive, cazul curent al motoarelor asincrone, timpul τ cît conduc diferitele diode $D_1 \ldots D_6$ este mai mare decît $T/6$ și deci tensiunea u_{UV} se modifică ca în figura 7.21, *d*.

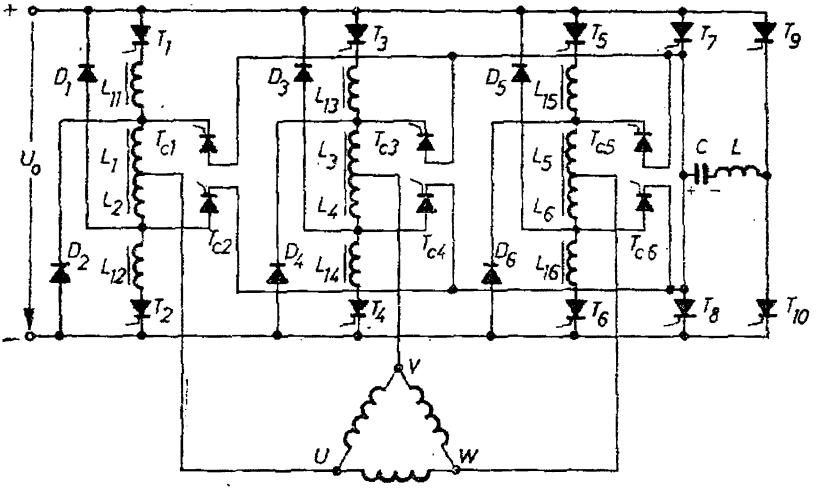


Fig. 7.23

Invertoarele trifazate prezentate mai sus au dezavantajul că nu permit modificarea amplitudinii armonicii fundamentale a tensiunii de ieșire, în corelare cu frecvența ei, așa cum impune reglarea vitezei motorului trifazat de c.a., decît prin schimbarea tensiunii U_0 a sursei de c.a., ceea ce este însă nerațional din punct de vedere economic. Într-adevăr, capacitatea condensatoarelor de comutație s-ar alege în funcție de tensiunea minimă la intrarea invertorului, ceea ce ar conduce la o valoare ridicată a capacității. Pe măsură însă a creșterii tensiunii U_0 și a frecvenței de ieșire ar crește pierderile de energie la comutație, care depind de U_0 și de frecvența de comutație (de șase ori mai mare decît frecvența la ieșirea invertorului). Se apelează atunci la alte scheme de invertoare care să permită modificarea tensiunii fundamentale de ieșire la U_0 dat.

Invertorul de tensiune cu circuit separat de stingere și variația tensiunii de ieșire este prezentat în figura 7.23. Tiristoarele de putere $T_1 \ldots T_6$ conduc fiecare cîte o semiperioadă a tensiunii de ieșire, conform figurii 7.19, *a*, tensiunea de ieșire fiind de forma din figura 7.19, *b*, independent de natura sarcinii. Condensatorul de comutație C este conectat în diagonala unei punți de tiristoare, notate $T_7 \ldots T_{10}$. Dacă polaritatea condensatorului C este ca în figura 7.23, atunci el poate stinge oricare din tiristoarele T_1, T_3, T_5. De exemplu, dacă trebuie stins tiristorul T_1, se dă comandă de aprindere tiristorului de comutație T_{c1} și tiristorului T_9. În această situație condensatorul C se descarcă prin tiristorul T_{c1}, bobina L_{11}, tiristorul T_9, pînă la blocarea tiristorului T_1, după care descărcarea continuă prin bobinele L_1 și L_2 și dioda D_1, pînă la schimbarea polarității condensatorului C. Pentru completarea încărcării la noua polaritate a condensatorului, se închide tiristorul T_8. Condensatorul este acum astfel reîncărcat încît poate stinge oricare din tiristoa-

rele T_2, T_4, T_6. Pentru a stinge, de exemplu, tiristorul T_6, se închid tiristoarele T_{10} și T_{c6}. Pentru alte scheme de invertoare mai complexe, cu reglarea amplitudinii fundamentalei tensiunii de ieșire la $U_0 = \text{const}$, se prevede pentru fiecare grup de două tiristoare legate la aceeași bornă a sarcinii cîte un sistem separat de stingere forțată, de felul celui arătat în schemele precedente.

În figura 7.24 se expune maniera de schimbare a amplitudinii fundamentalei tensiunii de ieșire la U_0 dat. Pentru aceasta se utilizează o tensiune

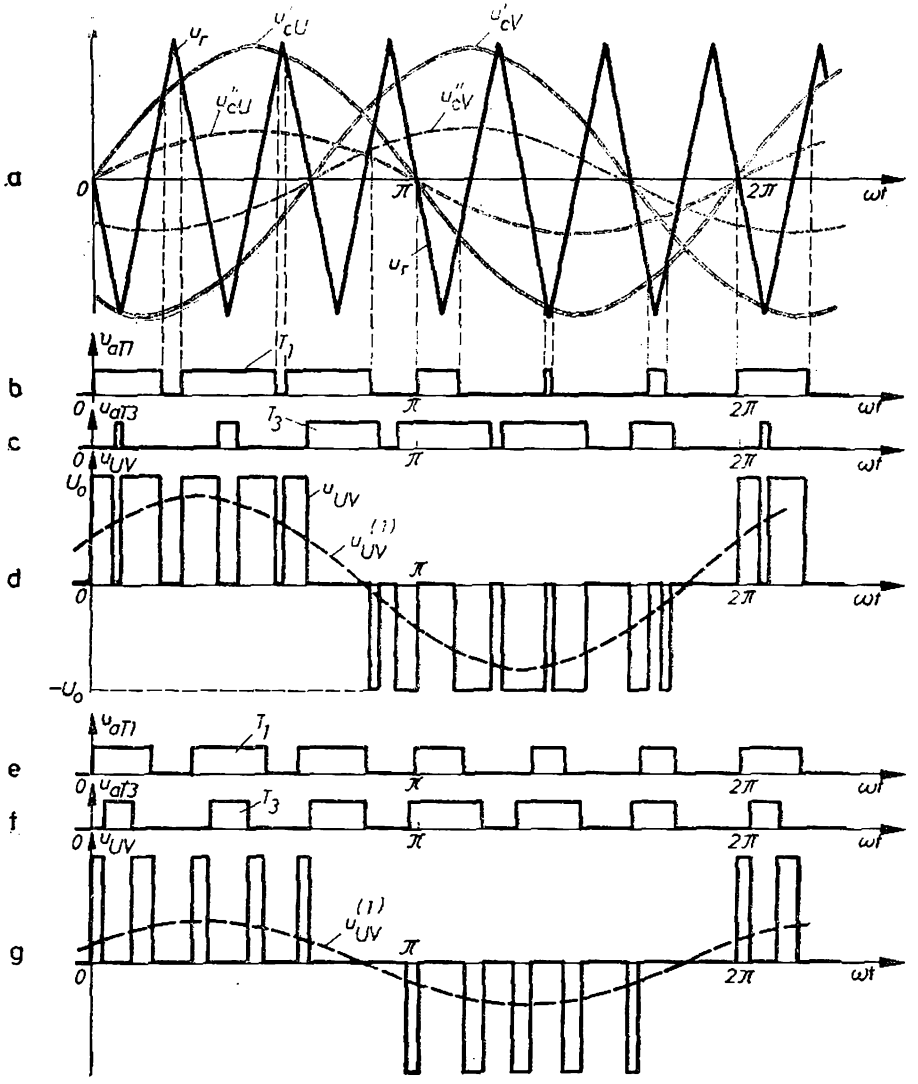


Fig. 7.24

unică de referință u_r de formă triunghiulară, în timp ce tensiunile de comandă pentru tiristoarele de fază sînt sinusoidale, formînd un sistem trifazat simetric, echilibrat, avînd frecvența egală cu cea dorită pentru tensiunea de ieșire și amplitudine variabilă. Tensiunea de referință are o frecvență în cazul concret studiat de șase ori mai mare și putînd fi chiar sensibil mai mare (în funcție de timpul de revenire al tiristoarelor utilizate). În figura 7.24, *a* s-au desenat numai tensiunile de comandă u_{cU} și u_{cV} pentru tiristoarele T_1-T_2 legate la borna U a sarcinii, respectiv T_3-T_4 la care se conectează borna V a sarcinii. Tiristorul T_1 va fi aprins pe toată durata cît $u_r - u_{cU} < 0$, așa cum se arată în figura 7.24, *b*. Tiristorul T_3 va funcționa atît timp cît $u_r - u_{cV} < 0$, cum se vede în figura 7.24, *c*. În pauzele de funcționare ale tiristoarelor T_1 și T_3 sînt în conducție respectiv tiristoarele T_2 și T_4. De reținut faptul că tiristorul T_1 conectează borna U la plusul sursei de c.c., la fel ca tiristorul T_3 care leagă borna V la plus. Tiristoarele T_2 și T_4 conectează respectiv bornele U și V ale sarcinii la minusul sursei. Tensiunea u_{UV} la bornele sarcinii rezultă ușor din diagramele 7.24, *b* și *c*. Atunci cînd conduce numai T_1 și T_3 nu conduce (deci funcționează T_4), $u_{UV} = U_0$; cînd conduce și T_1 și T_3, $u_{UV} = 0$ și la fel cînd ambele tiristoare T_1 și T_3 nu conduc simultan; cînd conduce T_3 și T_1 nu funcționează, atunci $u_{UV} = -U_0$. Pentru tensiunile de comandă u'_{cU} și u'_{cV} trasate cu linii roșii pline în figura 7.24, *a*, rezultă o tensiune u_{UV} ca în figura 7.24, *d*. Pentru tensiuni de comandă de amplitudine mai redusă, evidențiate prin linii roșii întrerupte, cînd intervalele de conducție ale tiristoarelor T_1 și T_3 sînt cele din figurile 7.24, *e* și *f*, rezultă o tensiune u_{UV} ca în figura 7.24, *g*, a cărui amplitudine a fundamentalei este evident mai redusă.

Metoda prezentată mai sus pentru modificarea amplitudinii fundamentalei tensiunii este cunoscută sub denumirea de *metoda modulării lățimii pulsurilor* (PWM = Pulse Width Modulation).

Invertorul de tensiune cu tiristoare cu stingere pe poartă (GTO) prezintă unele aspecte importante datorită calității superioare a acestor tiristoare în comparație cu tiristoarele rapide sub aspectul timpului redus de aprindere și de blocare și posibilității de a întrerupe curentul în orice moment fără circuite auxiliare de stingere pe partea de forță. Aceste tipuri de invertoare se întrebuințează în special în cazul modulării în lățime a pulsurilor de tensiune.

În figura 7.25, *a* se prezintă schema principială a unui astfel de invertor. Se constată dintr-o primă privire că numărul de componente pe partea de forță s-a redus prin dispariția circuitelor de stingere cu condensatoare. Invertorul — o punte trifazată — cuprinde diodele rapide $D_1, \ldots, D_6$ conectate antiparalel cu tiristoarele GTO, diodele menite a prelua curenții de descărcare a energiei localizate în cîmpul magnetic al unei faze a motorului la blocarea tiristoarelor respective.

Cum invertorul funcționează de obicei la frecvență de modulare mai mare de 1 kHz, filtrul din circuitul intermediar de c.c. (condensatorul C) poate fi mai redus decît în cazul unui invertor de tipurile tratate anterior.

Pe lîngă componentele de bază, invertorul trebuie să prezinte circuite de protecție la du/dt și di/dt. În figura 7.25, *b* se arată un braț de punte de tiris-

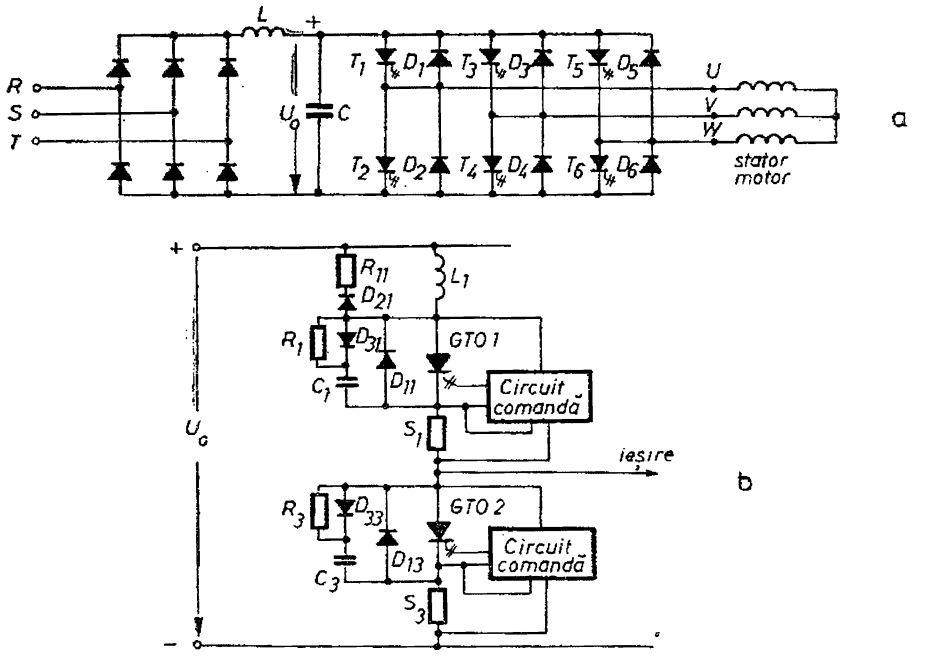


Fig. 7.25

toare GTO cu circuitele respective de protecție. Circuitele de comandă de aprindere și stingere a tiristoarelor au cîte un circuit de sesizare a supracurenților (șunturile S_1, S_3) pentru a se bloca tiristoarele în caz de supracurent periculos.

Invertorul de tensiune cu tranzistoare de putere se utilizează în cazul modulării în lățime a pulsurilor la frecvențe de 2—5 kHz și puteri pînă la cîteva sute de kilowați, în cazul tranzistoarelor bipolare, și la frecvențe peste 20 kHz în cazul tranzistoarelor MOS.

În figura 7.26 se prezintă schema electrică a unui invertor cu tranzistoare bipolare. Circuitele de protecție sînt similare celor utilizate la tiristoarele cu stingere pe poartă.

Figura 7.27 reprezintă schema principială a unui invertor de tensiune cu tranzistoare MOS de putere. Permițînd o modulație în lățime cu o frecvență superioară (ultrasonică), asemenea invertoare au o funcționare lipsită de zgomote. Puterea necesară pentru comandă este sensibil mai redusă decît în cazul tranzistoarelor de putere. Tranzistoarele MOS pot funcționa fără protecții la du/dt, dar pot suporta un curent redus în comparație cu tiristoarele bipolare. De remarcat diodele plasate în serie cu tranzistoarele ($D_{11}-D_{16}$) care au rolul de a decupla dioda internă dintre drenă și sursă. Această diodă internă ar fi putut fi utilizată ca o diodă de regim liber ca și diodele D_1, D_3,

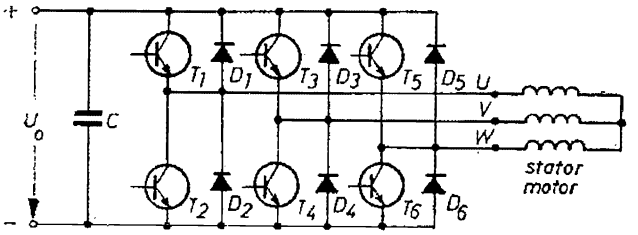


Fig. 7.26

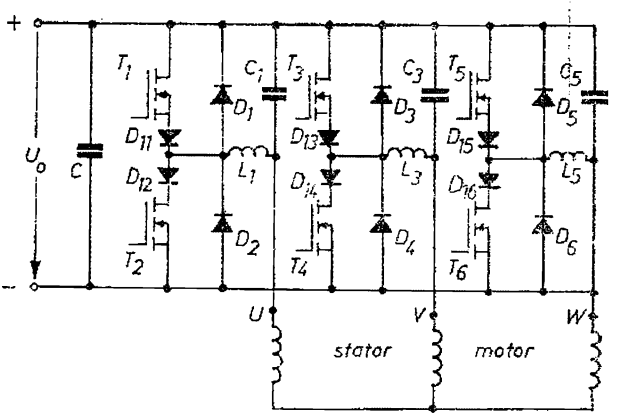


Fig. 7.27

dar fiind lentă, ar putea prezenta pericolul unei străpungeri secundare. În ultima vreme au apărut tranzistoare MAS de putere care conțin o diodă de recuperare internă rapidă.

Invertorul de tensiune de orice tip, datorită păstrării polarității tensiunii în circuitul intermediar, necesită la frînarea mașinii electrice fie a rezistențelor de frînare, care să disipe energia acumulată în masele în mișcare, fie a unui invertor în antiparalel cu redresorul convertorului de frecvență.

Avînd în vedere frecvența ridicată de funcționare se utilizează un mic filtru LC pe fiecare fază (fig. 7.27) pentru a îndepărta purtătoarea, benzile ei laterale și perturbațiile de înaltă frecvență.

La convertoarele cu circuit intermediar de c.c. se utilizează de asemenea un filtru între redresor și invertor (fig. 7.25, *a*), format tot din elemente LC. Acest filtru asigură o tensiune netedă la intrarea invertorului, reprezintă prin capacitatea C_0 o sursă de putere reactivă pentru sarcină și, în același timp cu acțiunea de filtrare, împiedică influențarea reciprocă a redresorului și invertorului.

Filtrele acestea necesită investiții suplimentare destul de însemnate și sînt în general voluminoase și grele.

Pentru a studia posibilitățile oferite de metoda modulației în lățime a pulsurilor apelăm la figurile 7.28, *a-w*. Aceste figuri s-au obținut pe baza re-

zolvării ecuațiilor Park-Blondel în regim staționar cu ajutorul calculatorului electronic. Figurile se referă la două situații de modulare în comparație cu unda dreptunghiulară (nemodulată) și anume: pentru raport r_f între frecvența tensiunii de referință și frecvența tensiunii de comandă (fig. 7.24) de 15, respectiv 21, în ambele cazuri tensiunea de comandă avînd o amplitudine de 80% din amplitudinea tensiunii de referință în dinți de ferăstrău, respectiv o frecvență de 40 Hz. Calculele s-au făcut pentru două motoare de puteri net diferite, 2,5 și 75 kW, care prezintă parametri (rezistențe, reactanțe) diferiți în unități relative. Accentul s-a pus pe conținutul de armonici al tensiunii, curentului și cuplului electromagnetic.

În primele patru figuri, (7.28, *a*, *b*, *c*, *d*) se prezintă pentru comparație tensiunile modulate de linie la ieșirea invertorului pentru raportoarele $r_f = 15$ și 21 cu conținutul respectiv de armonici. Se observă imediat că la $r_f = 15$ armonicile de tensiune cele mai mari apar la ordine în jur de 15, 30, 45, cea mai importantă armonică, cu amplitudine de 0,45 din fundamentală, avînd ordinul 29. Nu există armonici pînă la ordinul 13. Dacă $r_f = 21$ (fig. 7.28, *c*, *d*), armonicile se concentrează în jurul ordinelor 21, 42, cea mai mare avînd amplitudinea 0,4 și ordinul 41, neexistînd armonici pînă la ordinul 19.

Următorul grup de patru figuri (7.28, *e*, *f*, *g*, *h*) prezintă curentul și cuplul pentru $r_f = 15$ la motorul de 2,5 kW. Precum se vede, curentul este apropiat de o sinusoidală, armonica cea mai importantă avînd ordinul 14 și o amplitudine de 0,1, iar armonica cea mai importantă a cuplului, ordinul 30 și amplitudinea 0,15.

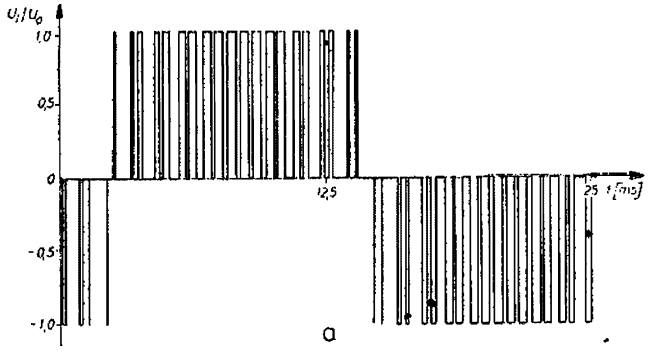
Comparativ cu unda nemodulată (fig. 7.28, *i*, *j*, *k*, *l*, *m*, *n*) tensiunea, curentul și cuplul prezintă armonici mult mai joase, 5 și 7 îndeosebi și amplitudini ceva mai mari.

Dacă puterea motorului este mai mare, de exemplu 75 kW (fig. 7.28, *o*, *p*, *r*, *s*), unda modulată conduce la $r_f = 15$ la aceleași concluzii ca la motorul de 2,5 kW, dar armonicile sînt ceva mai reduse, lucru explicabil prin reactanțe mai mari în comparație cu rezistențele.

La $r_f = 21$, motorul de 2,5 kW (fig. 7.28, *t*, *u*, *v*, *w*) prezintă curent și cuplu de formă mai favorabilă. Armonica cea mai importantă de curent apare la ordinul 19, iar cea de cuplu la 42. Nu există armonici pînă la ordinul 17, respectiv 19, la cuplu.

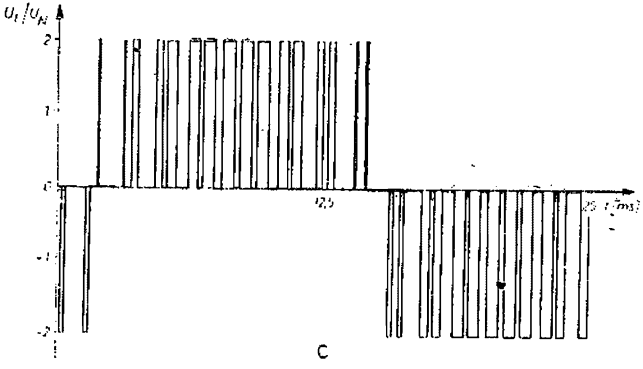
Așadar, modulația în lățime a pulsurilor este favorabilă, conținutul de armonici în tensiune, curent și cuplu crescîndu-și ordinul. Cu cît ordinul armonicilor este mai mare, cu atît motorul este mai puțin afectat (ne referim la pierderi suplimentare, vibrații, zgomot).

Invertorul de curent fără circuit separat de stingere asigură alimentarea fazelor statorice ale motorului asincron sau sincron trifazat cu un sistem trifazat de curenți alternativi cu alternanțe practic dreptunghiulare, cu amplitudine strict impusă și frecvență variabilă. Acești curenți imprimați pot fi descompuși într-o serie de armonici de diferite frecvențe, fiecare dintre armo-



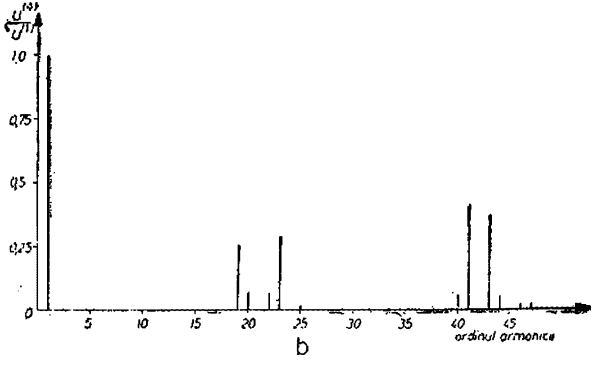
a

Fig. 7.28, a



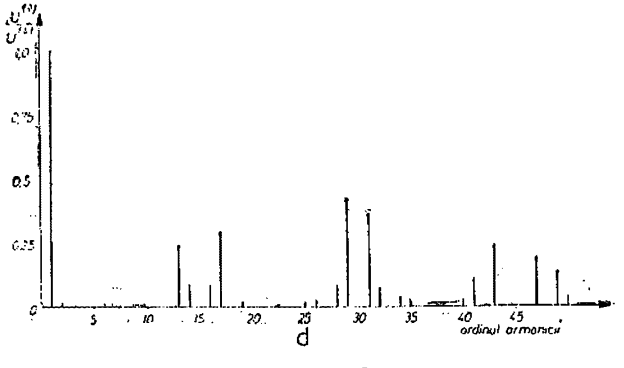
c

Fig. 7.28, c



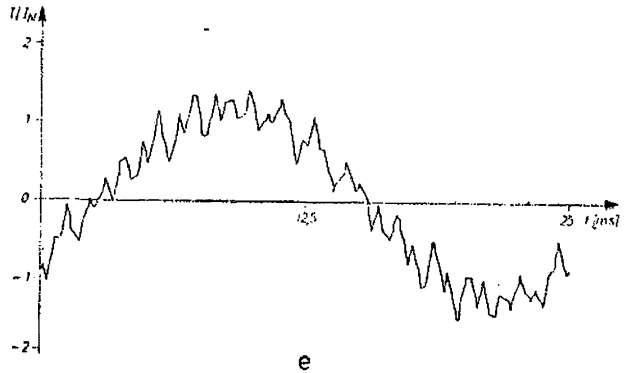
b

Fig. 7.28, b



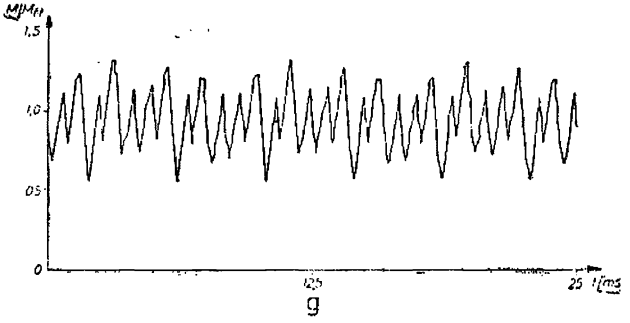
d

Fig. 7.28, d



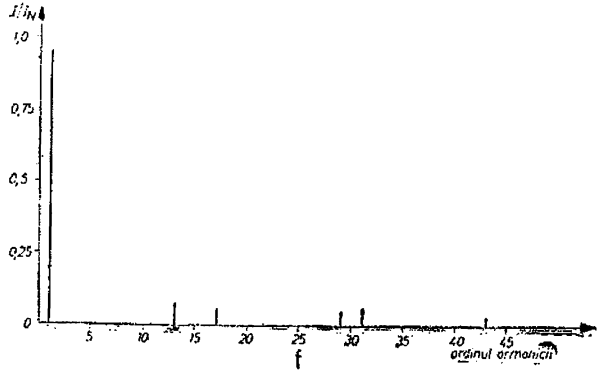
e

Fig. 7.28, *e*



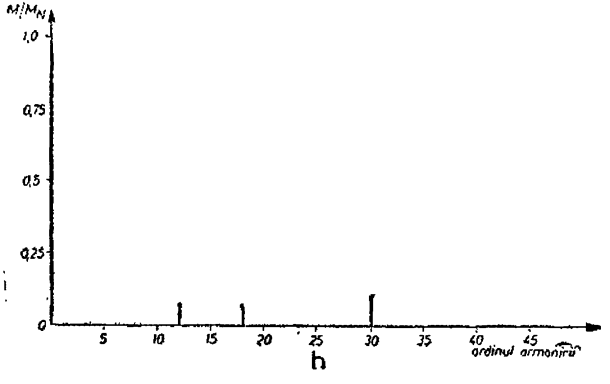
g

Fig. 7.28, *g*



f

Fig. 7.28, *f*



h

Fig. 7.28, *h*

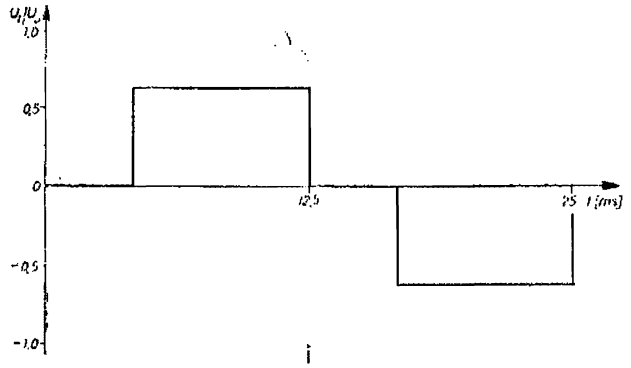


Fig. 7.28, *i*

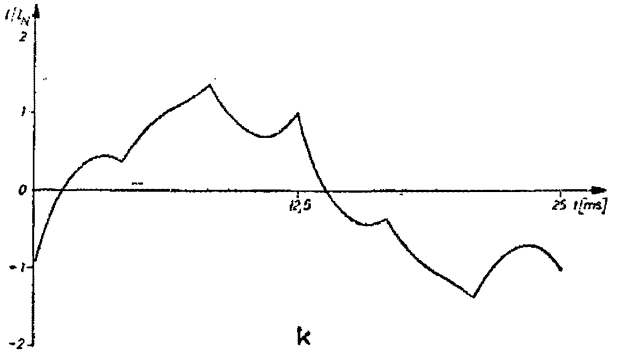


Fig. 7.28, *k*

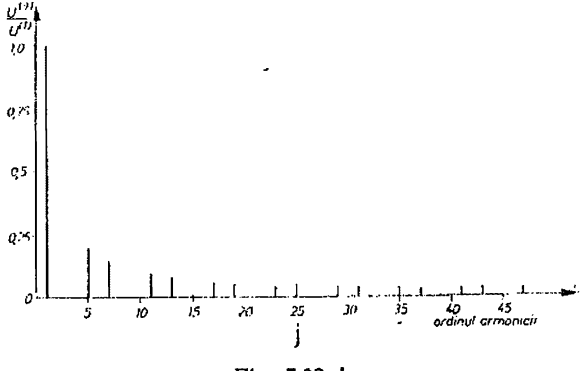


Fig. 7.28, *j*

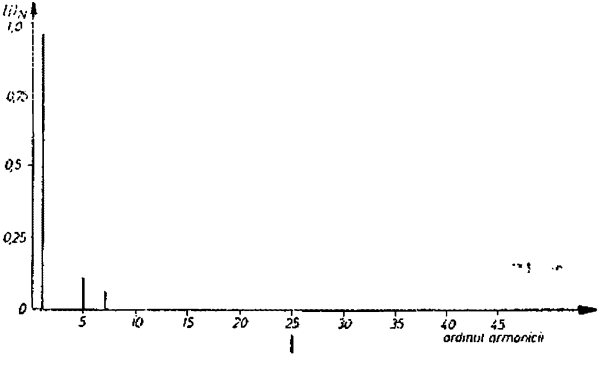


Fig. 7.28, *l*

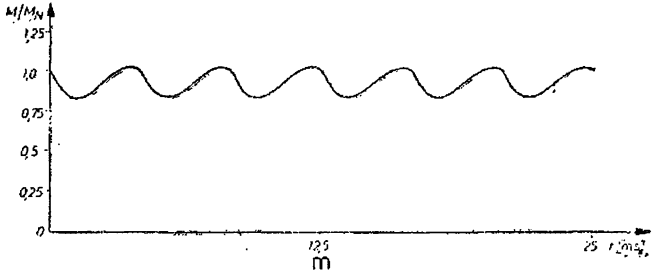


Fig. 7.28, *m*

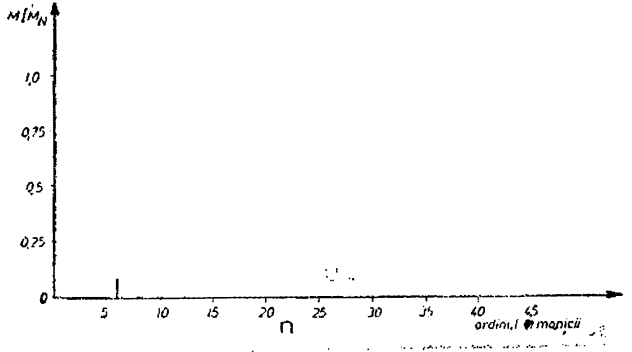
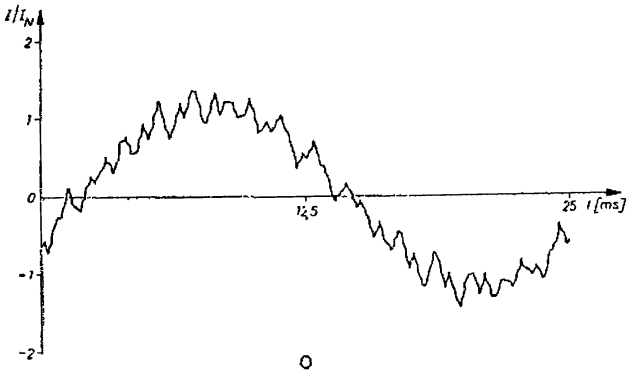
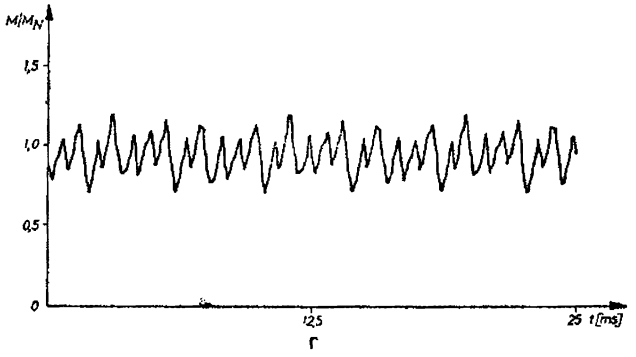


Fig. 7.28, *n*



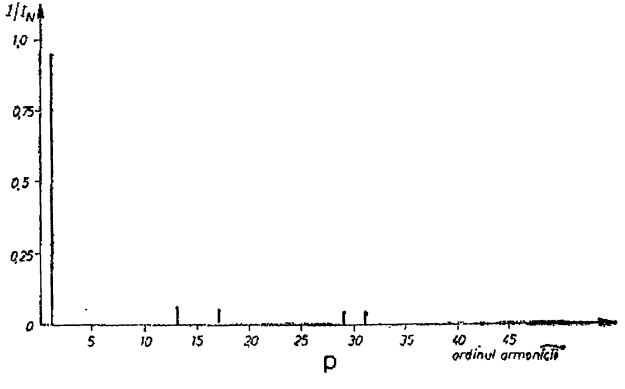
o

Fig. 7.28, *o*



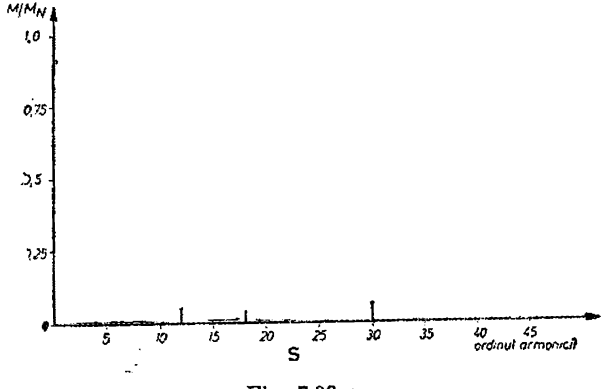
r

Fig. 7.28, *r*



p

Fig. 7.28, *p*



s

Fig. 7.28, *s*

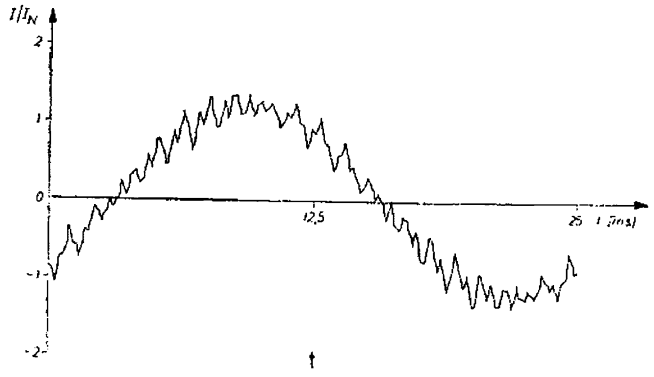


Fig. 7.28, *u*

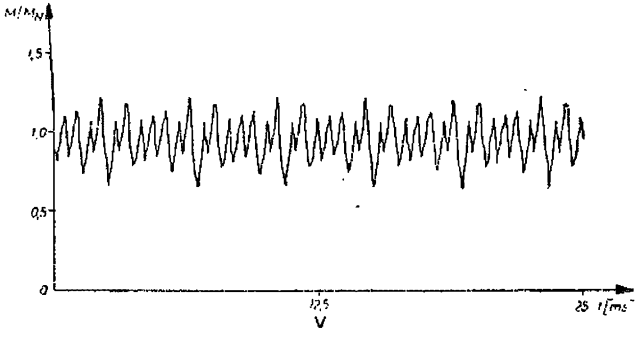


Fig. 7.28, *v*

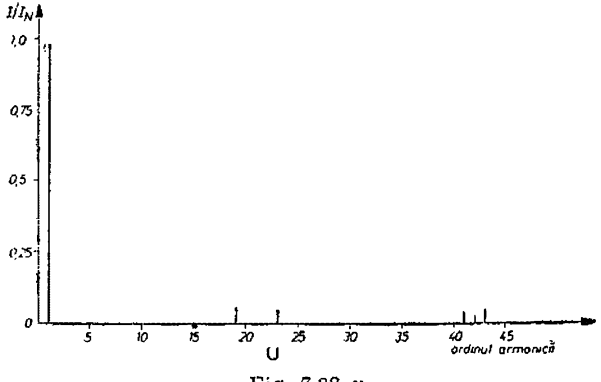


Fig. 7.28, *v*

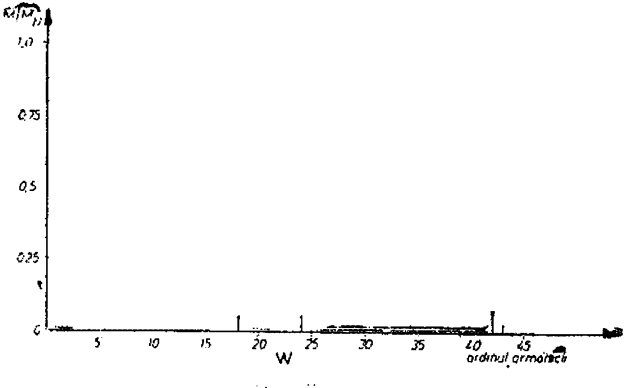


Fig. 7.28, *w*

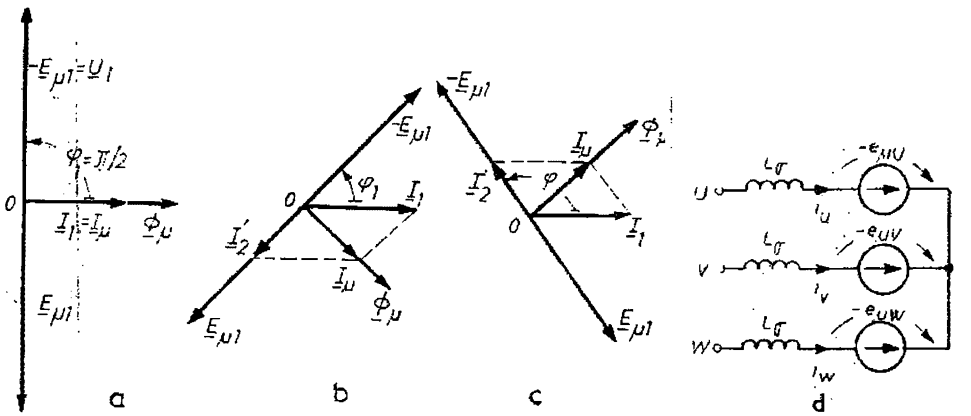


Fig. 7.29

nici producînd un cîmp învîrtitor de un sens sau altul față de stator. Cîmpurile învîrtitoare de ordin superior vor induce t.e.m. sensibil reduse ca amplitudine în comparație cu armonica fundamentală, date fiind caracteristicile constructive ale înfășurărilor trifazate (mai multe crestături pe pol și fază, pas scurtat, crestături înclinate).

Curenții pe diferitele faze statorice fiind imprimați de invertor, tensiunile de fază vor rezulta practic sinusoidale în timp și vor depinde ca amplitudine și defazaj de cuplul exterior exercitat la arborele mașinii electrice. Într-adevăr, tensiunea de fază este practic egală și de semn contrar cu t.e.m. rezultantă armonică fundamentală (t.e.m. armonici superioare fiind practic înăbușite). Deci, tensiunea de fază este practic sinusoidală în timp.

Pentru a arăta că tensiunea de fază depinde în amplitudine și fază de cuplul exercitat din exterior la arbore, ne vom referi la modelul simplificat pentru statorul motorului asincron sau sincron trifazat din figura 7.29, *d*. În acest model s-au neglijat pierderile în fier și mecanice precum și rezistența statorică. Prin inductivitatea L_σ s-au luat însă în considerație dispersiile magnetice, iar e_μ reprezintă t.e.m. rezultantă.

Dacă mașina funcționează în gol (cuplul nul la arbore) este valabilă diagrama fazorială din figura 7.29, *a*. Curentul statoric de fază $\underline{I}_1$ reprezintă în acest caz chiar curentul de magnetizare $\underline{I}_\mu$ și este în urmă cu $\varphi = \frac{\pi}{2}$ în raport cu t.c.e.m. $-\underline{E}_\mu$. Dacă mașina este în regim de motor, adică are de învins un cuplu rezistent la arbore, atunci $\varphi < \pi/2$ (fig. 7.29, *b*), $I_1 > I_\mu$. La același curent I_1 imprimat de convertor ca și în cazul precedent, curentul de magnetizare fiind mai mic, rezultă și o t.c.e.m. mai mică, deci și tensiune pe fază mai redusă. În regim de generator, cînd cuplul aplicat la arbore este activ, rezultă $\varphi > \frac{\pi}{2}$ și din nou $I_1 > I_\mu$ (fig. 7.29, *c*).

Prin urmare, t.c.e.m. $-\underline{E}_u$ va fi variabilă ca amplitudine și defazaj față de curentul imprimat în funcție de regimul energetic și gradul de încărcare al mașinii. Vom folosi această remarcă în explicația funcționării invertorului de curent.

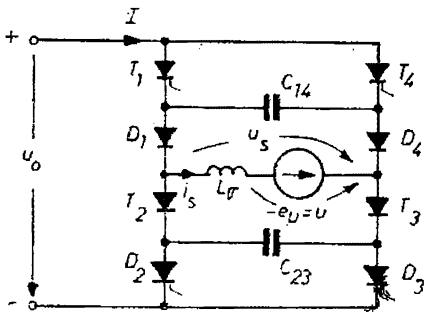


Fig. 7.30

Invertorul de curent fără circuit separat de stingere, în varianta monofazată (mai lesne de înțeles) este prezentat în figura 7.30. El constă din 4 tiristoare montate în punte monofazată, condensatoare de stingere forțată a tiristoarelor conectate în paralel cu sarcina (redusă, conform celor prezentate anterior la o inductivitate L_σ și o t.c.e.m. $-e_\sigma = u$), plus 4 diode auxiliare.

Vom prezenta funcționarea invertorului în regim permanent. La un moment dat, notat cu 1 în figura 7.31, *a*, când $\omega t_1 = \alpha_1$, originea de referință fiind începutul alternanței pozitive a tensiunii $u = -e_\mu$, drumul curentului I imprimat de circuitul intermediar de c.c. al convertorului de frecvență trece prin T_4, D_3, sarcină, D_2, T_2 (fig. 7.32, *a*). Condensatoarele C_{14} și C_{23} sînt încărcate cu polaritatea din figura 7.32, *a*, datorată funcționării anterioare. Diodele D_1 și D_3 sînt blocate. Într-adevăr, notînd cu u_{D1} și u_{D4} tensiunile anod-catod ale diodelor D_1, D_4, putem scrie

$$u_{D1} + u - u_{D4} + U_{C0} = 0,$$

U_{C0} fiind tensiunea la bornele condensatorului C_{14} cu polaritatea din figura 7.32, *a* și o valoare care va fi stabilită ulterior. Cum dioda D_4 conduce, rezultă $u_{D4} \approx 0$. Deci, ținînd seama că $u > 0$ la $\omega t = \alpha_1$ rezultă

$$u_{D1} = -U_{C0} - u < 0,$$

ceea ce înseamnă că dioda D_1 este blocată.

Curentul i_s prin sarcină, cu sensul pozitiv precizat în figura 7.32, *a*, va fi $i_s = -I$. Tensiunea u_0 a circuitului intermediar de c.c. aplicată la intrarea invertorului va fi $u_0 = -u$ (cu neglijarea evidentă a căderilor de tensiune pe tiristoarele și diodele în conducție). Această situație este arătată în figurile 7.31, *a* și *b*, care prezintă variația în timp a mărimilor funcționale u, u_0, i_s ale invertorului studiat.

La momentul $\omega t = \alpha_1$ tiristoarele T_1 și T_3 primesc impuls de aprindere. Condensatorul C_{14} este astfel scurtcircuitat de tiristoarele T_1 și T_4. Curentul de descărcare i_c va trece prin T_4 în sens invers sensului de conducție al acestuia, blocîndu-l practic instantaneu, ceea ce vom presupune în cele ce urmează. În mod analog, condensatorul C_{23} forțează blocarea tiristorului T_2. Curentul

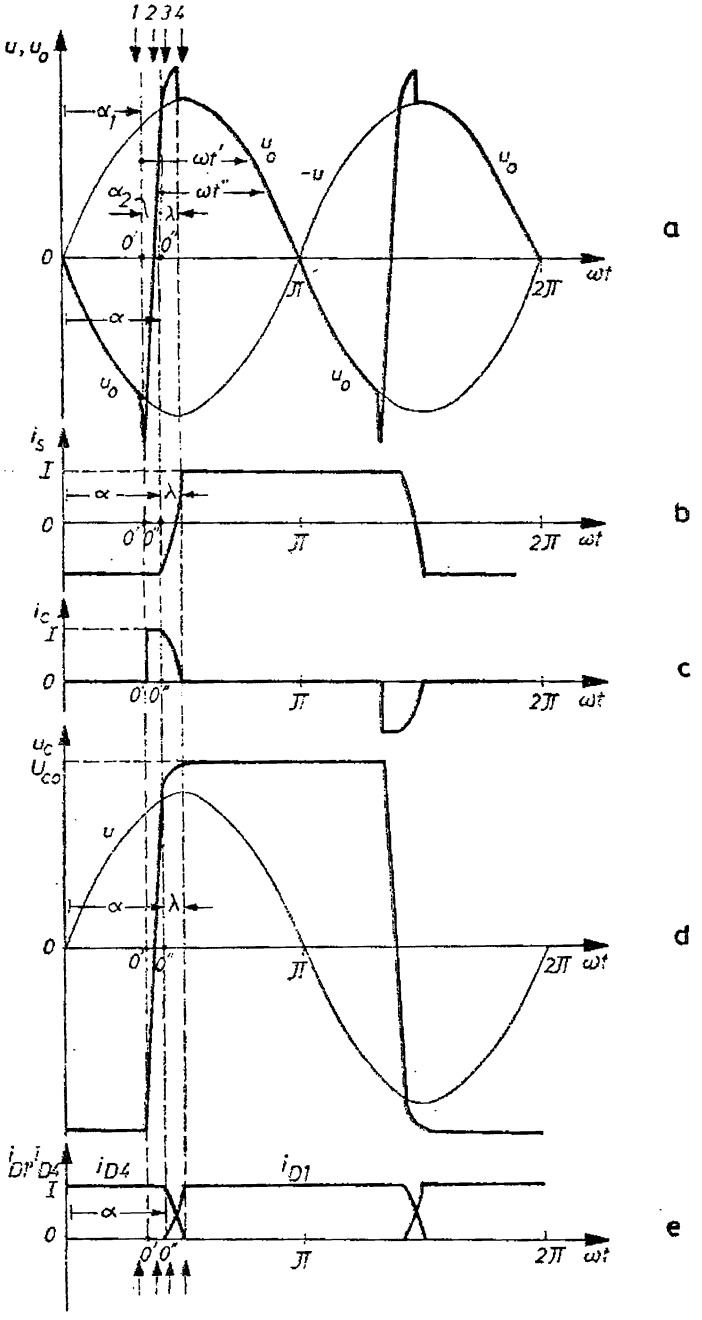

1 2 3 4
u, u_o
α_1
ωt'
u_o
-u
α_2
ωt''
λ
0'
0''
0
α
ωt
π
2π
i_S
I
i_c
u_c
U_co
u
i_D1 i_D4
i_D4
i_D1
a
b
c
d
e

Fig. 7.31

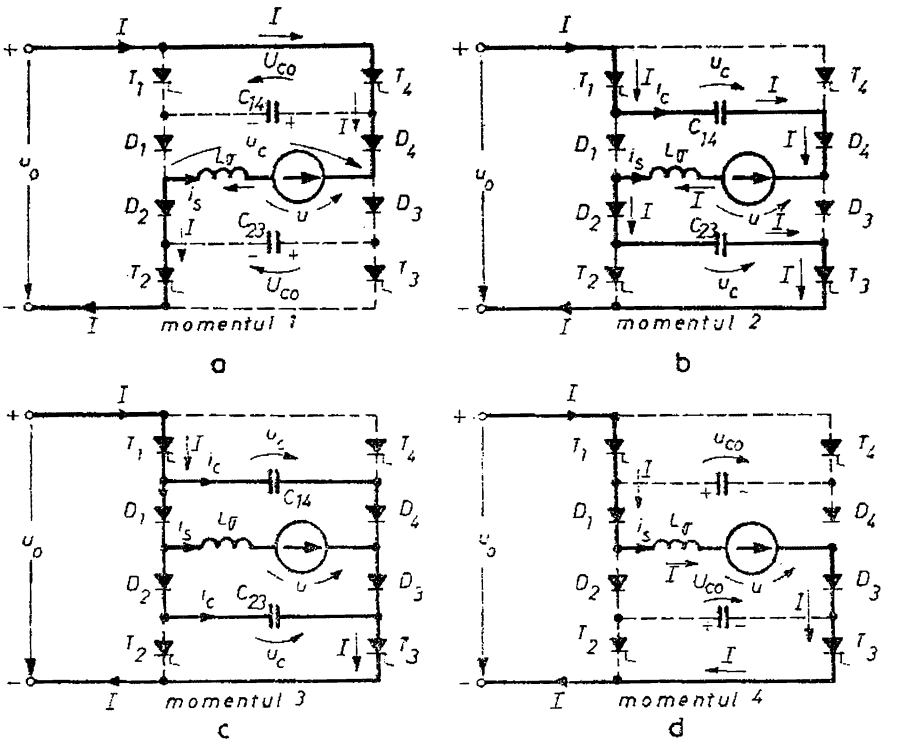


Fig. 7.32

continuu imprimat schemei va urma drumul T_1, C_{14}, D_4, sarcină, D_2, C_{23}, T_3, arătat în figura 7.32, *b*.

Curentul I trecînd prin condensatoare în sensul arătat în figura 7.32, *b* conduce la inversarea rapidă a polarității tensiunii la bornele acestora. Cu notațiile din figura 7.32, *b*, putem scrie:

$$i_c = I = C\frac{du_c}{dt'} = \omega C \frac{du_c}{d(\omega t')},$$

momentul t' fiind contat din originea O' arătată în figura 7.31, *a*. Această ecuație diferențială cu condițiile inițiale $t' = 0$, $u_C = -U_{C0}$ ne dă variația în timp a tensiunii u_c la bornele condensatoarelor.

După calcule elementare se găsește:

$$u_C = \frac{I}{\omega C}\omega t' - U_{C0}. \qquad (7.4)$$

Așadar, această tensiune u_C va crește liniar și foarte repede, așa cum se arată în figura 7.31,*d*.

Această situație va dura atîta timp cît tensiunea anod-catod u_{D1} a diodei D_1 (respectiv tensiunea u_{D3} din dioda D_3) este negativă. Se poate calcula u_{D1} din situația analizată pe baza figurii 7.32, *b*:

$$u_{D1} = u_C - u = \frac{I}{\omega C}\omega t' - U_{C0} - U_m \sin(\omega t' + \alpha_1),$$

căci $u = U_m \sin \omega t = U_m \sin(\omega t' + \alpha_1)$.

La momentul $\omega t' = \alpha_2$, tensiunea u_{D1} devine nulă și deci dioda D_1 (respectiv D_3) intră în conducție, configurația schemei modificîndu-se. Prin urmare, putem scrie:

$$\frac{I}{\omega C}\alpha_2 - U_{C0} - U_m \sin(\alpha_1 + \alpha_2) = 0, \tag{7.5}$$

relație care permite determinarea mărimii α_2, celelalte mărimi fiind presupuse cunoscute.

În continuare vom nota $\alpha_1 + \alpha_2 = \alpha$. În tot intervalul α_2 curentul de sarcină rămîne $i_s = -I$, iar tensiunea la intrarea invertorului va fi $u_0 = 2u_C - u$, înregistrînd o variație rapidă arătată în figura 7.31, *a*.

În momentul $\omega t' = \alpha_2$, tensiunea condensatorului C_{14} (respectiv C_{23}) a ajuns la valoarea particulară

$$u_{C1} = \frac{I}{\omega C}\alpha_2 - U_{C0} = U_m \sin(\alpha_1 + \alpha_2) = U_m \sin \alpha, \tag{7.6}$$

conform relației (7.4) și așa cum se arată în figura 7.31, *d*.

Ulterior momentului $\omega t = \alpha_1 + \alpha_2 = \alpha$, cînd dioda D_1 (respectiv D_3) intră în conducție, adică din momentul notat *3* în figura 7.31, *a*, drumul curentului imprimat I se complică. El trece prin T_1, apoi se bifurcă în curentul i_C prin condensatorul C_{14} și dioda D_4 și curentul i_{D1} prin dioda D_1. Acest ultim curent se ramifică parte i_s prin sarcină și o parte i_c prin dioda D_2 și condensatorul C_{23}. Curent ulde sarcină i_s însumat cu curentul i_C care trece prin C_{14} formează împreună curentul care trece prin dioda D_3, curent care nu poate fi decît egal cu i_{D1}. În fine, curentul imprimat trece prin T_3 (fig. 7.32, *c*).

Ecuațiile funcționale în această nouă situație care începe din momentul $\omega t = \alpha_1 + \alpha_2 = \alpha$, cînd diodele D_1, D_4 și respectiv D_2, D_3 se suprapun în funcționare, vor fi scrise modificînd din nou originea de timp. Noua origine va fi O'' din figura 7.31, *a*. Se poate scrie:

$$i_C = C\frac{du_C}{dt};$$

$$i_C = -i_{D1} + I;$$

$$i_{D1} = i_s + i_C;$$

$$L_\sigma \frac{di_s}{dt''} + u - u_C = 0,$$

cu $u = U_m \sin(\omega t'' + \alpha)$. Eliminînd curenții, găsim o ecuație diferențială de ordinul doi în u_C:

$$2L_0C\frac{d^2u_C}{dt''^2} + u_C = U_m \sin(\omega t'' + \alpha),$$

cu următoarele condiții inițiale: la $t'' = 0$, $u_C = u_{C1} = U_m \sin\alpha$, și

$$\frac{du_C}{dt''} = \frac{i_C}{C} = \frac{I}{C}.$$

Integrînd ecuația diferențială, se obține:

$$u_C = \frac{I}{\omega_C C}\sin\omega_C t'' - \frac{U_m\omega_C^2}{\omega_C^2 - \omega^2}\left[\frac{\omega}{\omega_C}\cos\alpha\sin\omega_C t'' + \right.$$

$$\left. + \frac{\omega^2}{\omega_C^2}\sin\alpha\cos\omega_C t'' - \sin(\omega t'' + \alpha)\right]$$

și apoi

$$i_C = I\cos\omega_C t'' - \frac{\omega C U_m\omega_C^2}{\omega_C^2 - \omega^2}\left[\cos\alpha\cos\omega_C t'' - \frac{\omega}{\omega_C}\sin\alpha\sin\omega_C t'' - \right.$$

$$\left. - \cos(\omega t'' + \alpha)\right],$$

în care $\omega_C^2 = \frac{1}{2L_0C}$.

În clipele următoare momentului $\omega t = \alpha_1 + \alpha_2 = \alpha$ (sau $\omega t'' = 0$ curentul i_C scade repede, iar tensiunea u_C crește în continuare. La un moment dat și anume, $\omega t'' = \lambda$, $i_C = 0$ (fig. 7.31, *c*) și deci încetează încărcarea condensatoarelor și se blochează diodele D_2, D_4. Evident, tensiunea u_C va ajunge la $\omega t'' = \lambda$ la valoarea U_{C0}, exact egală și de sens contrar cu cea din momentul $\omega t = \alpha_1$ (fig. 7.31, *d*). Se obțin astfel relațiile:

$$I\cos\frac{\omega_C}{\omega}\lambda - \frac{\omega C U_m\omega_C^2}{\omega_C^2 - \omega^2}\left[\cos\alpha\cos\frac{\omega_C}{\omega}\lambda - \right.$$

$$\left. - \frac{\omega}{\omega_C}\sin\alpha\sin\frac{\omega_C}{\omega}\lambda - \cos(\lambda + \alpha)\right] = 0,$$

care permite determinarea mărimii λ, adică intervalul de timp în care se suprapun în funcționare diodele D_1, D_4 (respectiv D_2, D_3) și

$$U_{C0} = \frac{I}{\omega_C C}\sin\frac{\omega_C}{\omega}\lambda - \frac{U_m\omega_C^2}{\omega_C^2 - \omega^2}\left[\frac{\omega}{\omega_C}\cos\alpha\sin\frac{\omega_C}{\omega}\lambda + \right.$$

$$\left. + \frac{\omega^2}{\omega_C^2}\sin\alpha\cos\frac{\omega_C}{\omega}\lambda - \sin(\lambda + \alpha)\right],$$

care determină mărimea U_{C0} nedefinită anterior. U_{C0} poate atinge valori mult superioare amplitudinii tensiunii u, ceea ce trebuie luat în considerație la alegerea condensatoarelor.

Cum $\omega_C \gg \omega$, relațiile anterioare se simplifică:

$$I \cos \frac{\omega_C}{\omega} \lambda - \omega C U_m \left[\cos \alpha \cos \frac{\omega_C}{\omega} \lambda - \cos (\lambda + \alpha) \right] = 0;$$

$$U_{C0} = \frac{I}{\omega_C C} \sin \frac{\omega_C}{\omega} \lambda + U_m \sin (\lambda + \alpha).$$

În intervalul definit de λ, curentul de sarcină i_s schimbă de sens (fig. 7.31, *b*), de la $-I$ la $+I$, iar tensiunea la intrare u_0 este egală cu u_C (fig. 7.31, *a* și *d*). Curentul prin dioda D_4 se stinge, iar cel prin dioda D_1 ajunge la valoarea I (fig. 7.31, *e*).

Ulterior momentului $\omega t = \lambda + \alpha$, de exemplu momentul *4* (fig. 7.31, *a*), curentul imprimat I trece pe drumul T_1, D_1, sarcină, D_3, T_3 (fig. 7.32, *d*) și lucrurile se repetă.

Abstracție făcînd de regimul tranzitoriu în intervalul $\alpha_2 \div \lambda$, tensiunea medie U_0 de la intrare este legată de amplitudinea U_m a tensiunii u prin relația cunoscută de la teoria convertoarelor

$$U_0 = \frac{2}{\pi} U_m \cos \alpha,$$

unghiul α și amplitudinea U_m fiind impuse, la pulsația ω dată, de cuplul rezistent la arborele motorului, așa cum s-a arătat mai înainte.

Invertorul de curent permite fără nici o modificare sau instalație auxiliară frînarea recuperativă, mașina electrică trecînd în regim de generator, sensul curentului I rămînînd același și inversînd doar polaritatea tensiunii în circuitul intermediar.

Față de invertorul de tensiune cel de curent este mai simplu, are mai puține componente prin dispariția diodelor de curent invers, energia înmagazinată în cîmpul magnetic al fazelor motorului fiind transferată condensatoarelor de stingere, care se supraîncarcă în tensiune (fig. 7.31, *d*), solicitînd în tensiune elementele semiconductoare de putere ale invertorului.

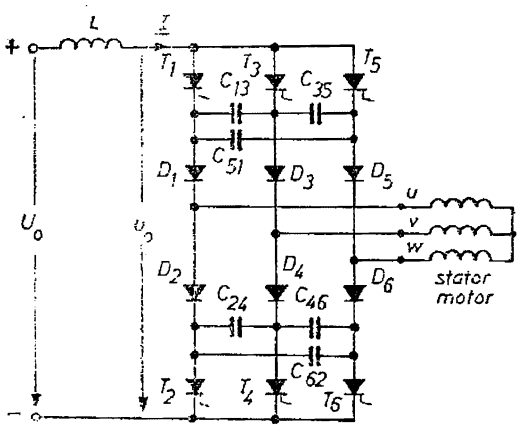


Fig. 7.33

Invertorul trifazat de curent fără circuit separat de stingere arată ca în figura 7.33. Funcționarea este analoagă celei descrise anterior.

Invertorul de curent cu circuit separat de stingere este prezentat în figura 7.34. El

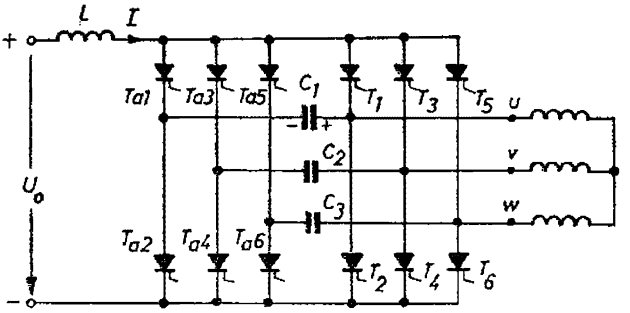


Fig. 7.34

cuprinde 6 tiristoare principale $T_1, \ldots, T_6$ şi alte 6 tiristoare auxiliare $T_{a1}, \ldots, T_{a6}$ de stingere, precum şi condensatoarele C_1, C_2, C_3 de stingere. Ca şi la invertorul de curent precedent cu stingere autonomă, şi la acest invertor condensatoarele de stingere sînt încărcate prin curentul de sarcină. Schema invertorului cu stingere independentă nu necesită un invertor de recuperare pentru asigurarea frînării recuperative a maşinii în regim de generator, întrucît sensul curentului din circuitul intermediar nu se va schimba, nici pe timpul frînării, tensiunea fiind aceea care îşi va modifica polaritatea.

Să presupunem că tiristoarele principale T_1 şi T_6 sînt în conducţie. Curentul I va trece pe următorul drum: borna +, T_1, faza U, faza W, T_6, borna — a circuitului intermediar. Condensatorul C_1 este încărcat datorită funcţionării anterioare cu polaritatea arătată în figura 7.34. Începerea comutaţiei are loc odată cu comanda de aprindere simultană a tiristoarelor T_{a1} şi T_3. Condensatorul C_1 se va descărca prin tiristoarele T_1 şi T_{a1} şi va provoca stingerea rapidă şi blocarea tiristorului T_1. Curentul I din circuitul intermediar va circula acum pe două drumuri: prin T_{a1}, C_1, faza U, faza W pînă la epuizarea energiei localizate în cîmpul magnetic al fazei U şi prin T_3, faza V, faza W, T_6 pînă la următoarea comutaţie. Condensatorul C_1 va fi încărcat astfel cu polaritate inversă şi apoi va aştepta o nouă comutaţie. O dată cu terminarea încărcării condensatorului C_1 tiristorul auxiliar T_{a1} iese şi el din funcţiune.

Invertorul de curent cu tiristoare cu stingere pe poartă este prezentat într-o variantă posibilă în figura 7.35. Acest invertor controlează numai frecvenţa, controlul curentului făcîndu-se prin redresorul comandat. Frecvenţa maximă de comutaţie în cazul modulaţiei în lăţime a pulsaţiilor nu depăşeşte 1—2 kHz.

Invertorul utilizează un circuit special care limitează supratensiunile care apar la comutaţie. Acest circuit este constituit de o punte de diode prin care se descarcă energia localizată în cîmpul magnetic al unei faze la comutaţie în condensatorul C, care este astfel separat de tiristoarele GTO.

Tranzistoarele bipolare sau MOS se aplică mai puţin la invertorul de curent datorită capacităţii lor reduse la supratensiuni.

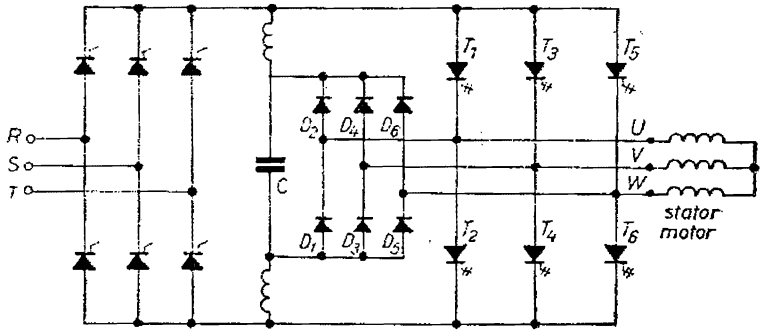


Fig. 7.35

Şi în cazul acestui invertor tensiunea în circuitul intermediar depinde de încărcarea maşinii şi de regimul ei energetic, motor sau generator.

Comanda invertorului este mai complexă, datorită celor 6 tiristoare suplimentare pentru stingere.

Ambele tipuri de invertoare de curent prezintă dezavantajul că maşina este alimentată cu un curent de fază alternativ, cu alternanţe practic dreptunghiulare. Curentul va avea importante armonici superioare care vor genera pierderi suplimentare şi cupluri parazite. Eliminarea acestor armonici nedorite se poate realiza prin modulaţie în durată a pulsurilor de curent.

În plus, de la un invertor de curent se poate alimenta o singură maşină electrică, pe cînd de la un invertor de tensiune se pot alimenta mai multe maşini în paralel.

Evident, invertorul de curent necesită în circuitul intermediar (fig. 7.33, 7.34) o bobină L de inductivitate relativ mare, care netezeşte şi imprimă curentul I în invertor.

Varietatea schemelor de invertor de tensiune este mult mai mare, aşa cum s-a văzut din cele prezentate anterior. Faptul că ele reprezintă surse independente de sarcină, le conferă un grad mai mare de aplicaţii. Simplitatea invertorului de curent şi posibilitatea utilizării tiristoarelor normale, relativ mai ieftine, îi asigură acestuia avantaje în anumite aplicaţii. În cazul funcţionării fără modulaţie în lăţime a pulsurilor, ambele scheme permit game de reglare a vitezei în limita 1 : 10. În cazul utilizării modulaţiei în lăţime după o lege sinusoidală, pentru cazul invertoarelor de tensiune se cunosc aplicaţii în gama de reglare 1 : 1 000 şi chiar mai mult, în timp ce pentru invertoarele de curent cu modulaţie gama de reglare este mai redusă.

În ceea ce priveşte o comparaţie a convertoarelor de c.a. utilizate în vederea reglării vitezei motoarelor de c.a. prin variaţia frecvenţei cu convertoarele folosite pentru reglarea vitezei motoarelor de c.c., în situaţia actuală primele costă sensibil mai mult la aceeaşi putere a motoarelor de acţionare şi anume: convertorul cu circuit intermediar de c.a. costă cu 70% mai mult, iar cicloconvertoarele cu 50% mai mult. Puterea instalată în elementele de forţă (tiristoare, transformator, condensatoare, motor) este cu 10% mai mare la cicloconvertor şi cu 30% mai mare la convertorul cu circuit intermediar de c.c.

În același timp trebuie subliniat faptul că în prețul total al instalației de reglare, motorul de c.c. reprezintă cam 30%, în timp ce motorul asincron reprezintă circa 10%. Acest lucru arată că pe măsură ce prețul componentelor electronice se va micșora, sistemele reglabile prin variația frecvenței de alimentare a motoarelor asincrone cu rotor în colivie vor concura mai puternic sistemele cu motoare de c.c. Să nu uităm că, în general, motoarele de c.c. sînt mai pretențioase în exploatare, datorită existenței colectorului și sistemului glisant de contacte ale periilor cu colectorul. În plus, la puteri mari, de ordinul miilor de kilowați, motoarele de c.c. ridică probleme foarte dificile din cauza comutației. La fel de dificilă, dacă nu inadmisibilă, este funcționarea motoarelor de c.c. în anumite medii (industria chimică, minieră, de exemplu).

7.3. Reglarea vitezei motoarelor asincrone cu rotor bobinat prin introducerea unei tensiuni electromotoare în circuitul rotoric cu ajutorul convertoarelor statice

La acționările de puteri mari și foarte mari care necesită reglarea viteze într-o gamă redusă (1—2 și mai puțin), se folosește de preferință motorul asincron; acesta poate fi alimentat direct din rețeaua de înaltă tensiune. Pentru asemenea acționări reglarea vitezei prin înserierea unei rezistențe variabile în circuitul rotoric nu poate fi luată în considerație, pierderile de energie fiind exagerat de mari. Puterea sP care s-ar pierde în efect Joule poate fi în cea mai mare parte recuperată, dacă se aplică metoda reglării vitezei prin intercalarea unei t.e.m. în circuitul rotoric (studiată principial în § 5.8.5). *Puterea de alunecare*, cum este numită uneori puterea sP (s — alunecarea, P — puterea electromagnetică) poate fi recuperată în două feluri:

— prin redresarea în putere de curent continuu și apoi transformare în putere mecanică, care se transmite înapoi arborelui motorului asincron (*recuperare mecanică*), cu ajutorul unui motor de curent continuu, t.e.m. intercalată în circuitul rotoric al motorului asincron fiind chiar t.e.m. indusă în circuitul rotoric al motorului de c.c.;

— prin transformare tot în putere electrică de c.a. dar de frecvența rețelei de alimentare și restituirea acestei puteri înapoi în rețea (*recuperare electromagnetică*) cu ajutorul unui convertor de frecvență și a unui transformator, t.e.m. intercalată în circuitul rotoric al motorului asincron fiind chiar t.e.m. indusă în înfășurarea primară a transformatorului.

Instalațiile în care se recuperează puterea de alunecare se numesc *cascade*. Vom prezenta în cele ce urmează cascadele cu convertoare statice care realizează recuperarea mecanică, respectiv electromagnetică a puterii de alunecare, prima fiind cunoscută sub denumirea de *cascada Krämer*, iar cea de a doua, *cascada Scherbius*.

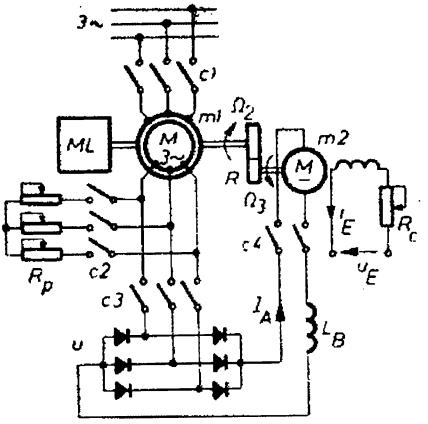


Fig. 7.36

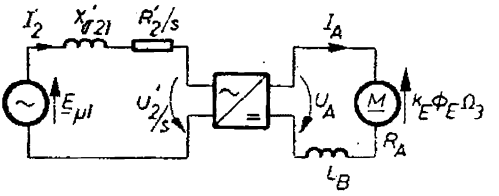


Fig. 7.37

7.3.1. Cascada Krämer

Are schema principială din figura 7.36. Un motor asincron trifazat *m1* cu rotor bobinat alimentează prin circuitul rotoric cu ajutorul unui redresor *u* în punte trifazată un motor de c.c. cu excitație independentă *m2*. Acest motor de c.c. este cuplat rigid cu arborele motorului asincron prin intermediul unui reductor cu roți dințate.

Pornirea cascadei se realizează astfel : se închide contactorul *c1* și apoi contactorul *c2* al reostatului trifazat de pornire, contactoarele *c3* și *c4* fiind deschise. După ce motorul asincron a ajuns în regim staționar se conectează motorul de recuperare de c.c. *m2*, neexcitat (prin declanșarea contactorului *c2* și închiderea simultană a contactoarelor *c3* și *c4*).

Reglarea vitezei se obține prin variația curentului de excitație I_E al motorului *m2*. Ne convingem de acest lucru prin analiza schemei echivalente principiale a circuitului rotoric al motorului asincron (fig. 7.37) și considerînd regimul de mers în gol al sistemului celor două motoare cuplate rigid (cuplu rezistent nul). În acest caz curentul rotoric de fază I_2 al motorului asincron este nul și tot așa și curentul rotoric I_A al motorului de c.c. Tensiunea efectivă la intrarea redresorului *u* este U_2 (pe fază), iar la ieșire este U_A.

$$U_2 = k_U U_A, \tag{7.6}$$

în care coeficientul k_U depinde de schema redresorului $\left[k_U = \frac{\pi}{3\sqrt{6}}\right.$ în cazul punții trifazate ; a se vedea relația (3.9)$\left.\right]$. Tensiunea rotorică U_2 raportată la numărul de spire și frecvența statorului motorului asincron va fi (conform celor stabilite în § 5.4.4)

$$U_2' = U_2 \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}},$$

unde w_1 și w_2 sînt numerele de spire în serie pe faza statorică și respectiv rotorică, iar k_{w1} și k_{w2} — coeficienții respectivi de înfășurare.

Dar, conform schemei din figura 7.37, pentru regimul de gol

$$E_{\mu 1}=U_2'/s_0 \tag{7.8}$$

iar $\underline{E}_{\mu 1}\approx \underline{U}_1 = \text{const.}$, conform teoriei motorului asincron, U_1 fiind valoarea efectivă pe fază a tensiunii rețelei de alimentare a motorului asincron.

Pe de altă parte, la gol

$$U_A = k_E\Phi_E\Omega_3 = k_E\Phi_E\Omega_2 i, \tag{7.9}$$

unde: Φ_E este fluxul de excitație al motorului de c.c. (dependent de curentul de excitație I_E), Ω_3 este viteza unghiulară a motorului de curent continuu, iar Ω_2 a motorului asincron, coeficientul de transmisie a reductorului fiind $i=\dfrac{\Omega_3}{\Omega_2}$.

Dacă Ω_1 este viteza de sincronism, atunci

$$\Omega_2 = \Omega_1(1 - s_0), \tag{7.10}$$

conform definiției alunecării [formula (5.21)].

Din formulele (7.6)... (7.10) deducem

$$E_{\mu 1} = \frac{U_2'}{s_0} = U_2\frac{1}{s_0}\frac{w_1k_{w1}}{w_2k_{w2}} = k_U\frac{w_1k_{w1}}{w_2k_{w2}}\frac{1}{s_0}U_A = k_Uk_E\Omega_1 i\frac{w_1k_{w1}}{w_2k_{w2}}\frac{1-s_0}{s_0}\Phi_E$$

sau

$$s_0 = \frac{k_Uk_E\Omega_1 i\dfrac{w_1k_{w1}}{w_2k_{w2}}\Phi_E}{E_{\mu 1}+k_Uk_E\Omega_1 i\dfrac{w_1k_{w1}}{w_2k_{w2}}\Phi_E}. \tag{7.11}$$

De obicei lucrurile se aranjează de așa manieră încît atunci cînd $\Phi_E = \Phi_{EN}$, cei doi termeni de la numitorul expresiei (7.11) să fie egali, în care caz

$$s_0 = \frac{\Phi_E}{\Phi_E+\Phi_{EN}}.$$

În această ipoteză, pentru $\Phi_E = 0$, rezultă $s_0 = 0$ (caracteristică naturală a motorului asincron, dacă se neglijează rezistența R_A a motorului care se reflectă în circuitul rotoric al motorului asincron). Pentru $\Phi_E = \Phi_{EN}$, $s_0 = 0{,}5$, valoare maximă posibilă, deoarece fluxul nominal nu se poate depăși, decît supraîncărcînd circuitul de excitație al motorului de c.c. Familia de caracteristici mecanice ale sistemului celor două motoare cuplate rigid pe aceeași sarcină funcție de fluxul de excitație Φ_E este redată în figura 7.38, *a*. Pe ordo-

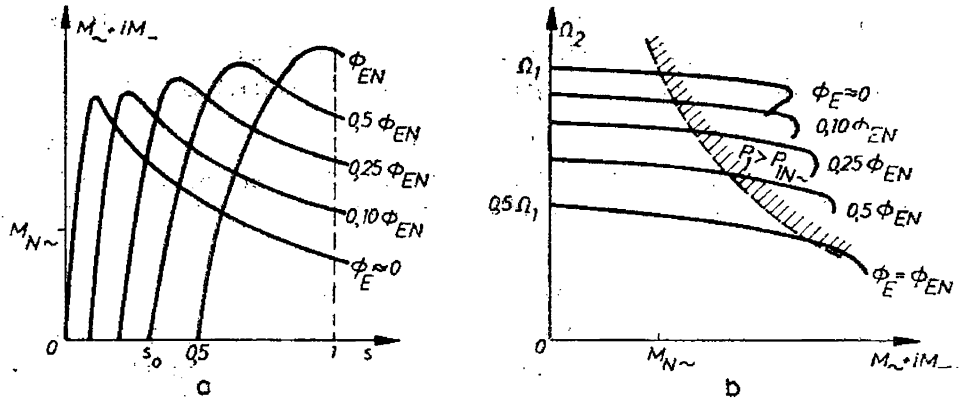


Fig. 7.38

nată s-a luat cuplul total la arborele motorului asincron, adică suma dintre cuplul $M_{\sim}$ al motorului asincron și cuplul iM al motorului de c.c. raportat la arborele motorului asincron.

Bilanțul de puteri ale cascadei este prezentat în figura 7.39. Din puterea activă P_1 absorbită de la rețea de motorul asincron, după pierderea fracțiunilor P_{Fe1} (pierderi fier stator) și P_{J1} (pierderi Joule stator), ceea ce mai rămîne, puterea electromagnetică P, se transferă circuitului rotoric. Fracțiunea $(1 - s)P$ reprezintă partea din puterea electromagnetică P care este transformată în putere mecanică de motorul asincron, iar restul sP, este puterea de alunecare. O parte din aceasta acoperă pierderile Joule — P_{J2} — din circuitul rotoric, iar cealaltă parte, P_{1-}, se transferă motorului de c.c. După scăderea pierderilor , Σp_-, din motorul de curent continuu, ceea ce rămîne din puterea P_{1-} se transferă tot în putere mecanică P_{2-}, de data aceasta de către motorul de c.c.

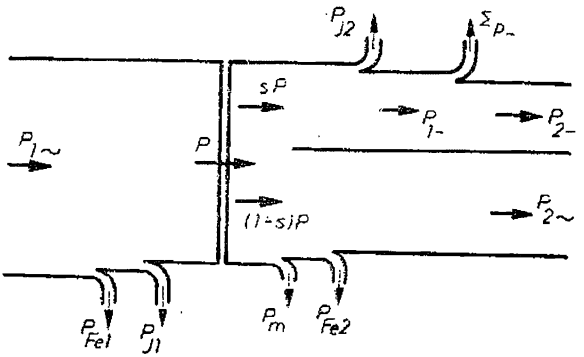


Fig. 7.39

Dacă se face abstracție de pierderile cascadei, presupunînd că motorul absoarbe puterea nominală, rezultă

$$P_{1N} \approx P_N = (1 - s)P_N + sP_N.$$

Dar $(1 - s)P_N \approx M_{\sim}\Omega_2$ și $sP_N \approx M_{-}\Omega_3 = iM_{-}\Omega_2$, așa încît

$$P_{1N} \approx (M_{\sim} + iM_{-})\Omega_2,$$

ceea ce demonstrează că la *puterea absorbită constantă, cascada dă la ieșire o putere mecanică practic constantă*, la viteze mici rezultînd cupluri mari și invers, proprietate fundamentală a cascadei Krämer (fig. 7.38, *b*).

Așadar, prin creșterea curentului de excitație al motorului de c.c. cu ajutorul unui simplu reostat de cîmp R_c (fig. 7.36), este posibil să se micșoreze viteza Ω_2 a cascadei pînă la aproximativ jumătate din viteza Ω_1 de sincronism, în mod continuu și practic, fără pierderi de energie. Puterea motorului de c.c. $P_{1-} \approx s\ P_{1N}$, în care relație s se ia la valoarea maximă atinsă de cascadă, adică 0,5. Deci puterea motorului de c.c. este aproximativ jumătate din puterea motorului asincron. De obicei nu se merge la alunecări mai mari de 0,5, deoarece puterea motorului de c.c. crește, iar investițiile suplimentare în acest motor nu se mai justifică.

Cascada Krämer cu convertor static se utilizează la laminoare (de țevi, finisoare) și la acționarea mașinilor de lucru care necesită cupluri mari la viteze reduse de lucru (de exemplu, mori de ciment).

7.3.2. Cascada Scherbius

Pentru unele mașini de lucru (ventilatoare, suflante, pompe) al căror cuplu rezistent este de tip ventilator și care necesită reglarea vitezei, cuplul cel mai mare se cere la viteza cea mai mare. În acest caz este mai rațională utilizarea unor scheme de reglare la cuplu constant, cum ar fi cascada Sherbius.

Schema electrică de principiu este redată în figura 7.40. Recunoaștem motorul asincron cu reostatul său de pornire. Puterea de alunecare sP este mai întîi redresată prin convertorul *u1*, o punte trifazată cu diode semiconductoare, apoi transformată din nou în putere de curent alternativ de frecvența f_1 a rețelei de alimentare prin intermediul unui invertor *u2* cu tiristoare. Transformatorul *m2* servește la adaptarea tensiunii rotorice a motorului asincron la valoarea impusă de rețea. Viteza motorului asincron se reglează cu ajutorul unghiului α de întîrziere la aprindere a tiristoarelor invertorului *u2*. Impulsurile pe poartă la tiristoare sînt furnizate de dispozitivul de comandă pe grilă DCG, sincronizat cu rețeaua de alimentare a motorului asincron. În felul acesta t.e.m. indusă în transformator se reflectă în circuitul rotoric al motorului la o valoare impusă prin unghiul α.

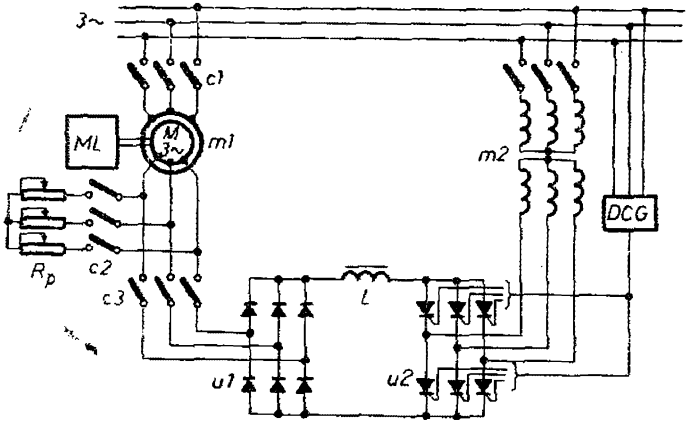


Fig. 7.40

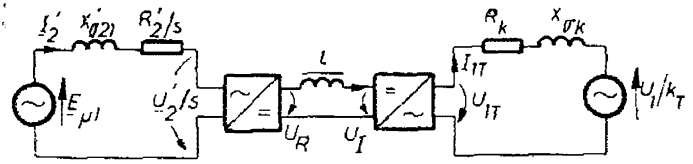


Fig. 7.41

Schema de principiu a circuitului rotoric al motorului este redată în figura 7.41, ceea ce ne permite a deduce modul cum variază alunecarea de mers în gol (cuplu rezistent nul) a motorului. În această ipoteză I_1 este nul, la fel curentul continuu dintre redresor și invertor și tot curentul absorbit de primarul transformatorului *m2*, a cărei înfășurare secundară este conectată la rețea.

Întocmai ca și la cascada Krämer, putem scrie

$$E_{\mu 1} = \frac{U_2'}{s_0} = U_2 \frac{1}{s_0} \frac{w_1 k_{\sigma 1}}{w_2 k_{w2}}, \tag{7.12}$$

diferitele mărimi având aceleași semnificații ca în paragraful precedent.

Însă tensiunile de la intrarea și ieșirea redresorului *u1* sînt legate prin relația

$$U_2 = k_U U_R, \tag{7.13}$$

U_R fiind tensiunea redresată, iar k_U fiind dependent de schema redresorului. Tensiunile de la intrarea și ieșirea invertorului satisfac relația

$$k_U U_I = U_{1T} \mid \cos \alpha, \tag{7.14}$$

[relația (3.9)], α luînd valori mai mari de 90° (regim de invertor), iar cos α fiind negativ în valoare relativă.

Pe de altă parte însă, dacă U_1 este tensiunea pe fază a rețelei, deci tensiune secundară a transformatorului *m2*, iar U_{1T} tensiunea primară a transformatorului, atunci

$$k_T U_{1T} = U_1, \tag{7.15}$$

k_T fiind raportul de transformare.

Cum însă $U_R = U_I$ (fig. 7.41) din relațiile (7.12)...(7.15) rezultă

$$s_0 = \frac{U_2}{E_{\mu 1}} \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} = \frac{U_1}{k_T E_{\mu 1}} \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} \mid \cos \alpha \mid.$$

Prin urmare, alunecarea de mers în gol este proporțională cu $\mid \cos \alpha \mid$. Pentru $\alpha = 90°$, rezultă $s_0 = 0$ (caracteristica naturală, abstracție făcînd de impedanțele suplimentare ale transformatorului și filtrului intermediar, bobina L dintre redresor și invertor, reflectate în circuitul rotoric al motorului). De obicei, alunecarea maximă admisă este 0,5, pentru a nu dimensiona redresorul, invertorul și transformatorul la puteri prea mari.

Familia de caracteristici mecanice care se obține pentru diferite valori ale unghiului α este prezentată în figura 7.42, *a*, *b*. În figura 7.43 se redă bilan-

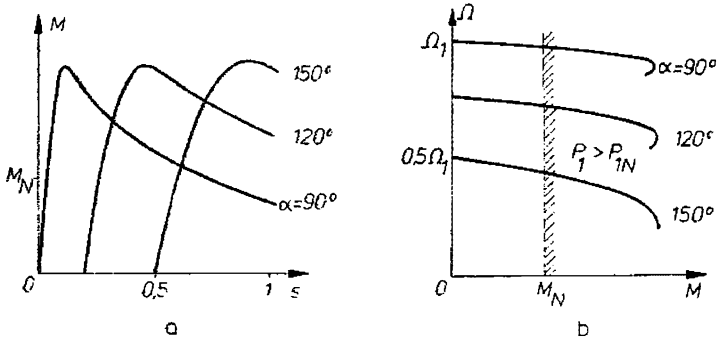


Fig. 7.42

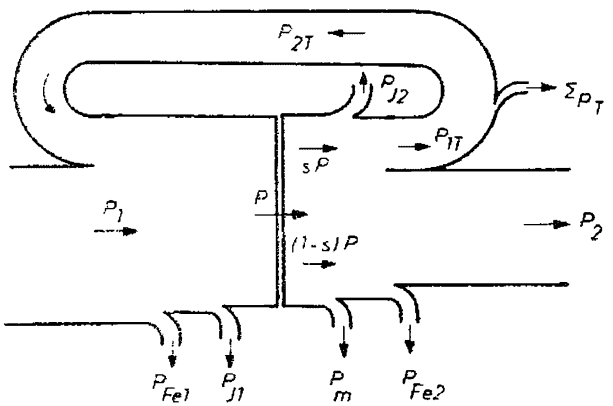


Fig. 7.43

ţul de puteri al cascadei Scherbius. Din puterea totală activă P_1 absorbită de motor de la reţea, se scad pierderile în fier şi Joule în stator, restul transferîndu-se rotorului. Fracţiunea $(1 - s)$ din această putere electromagnetică (notată P) se transformă în putere mecanică, cea mai mare parte a sa fiind în mod normal puterea utilă P_2, cedată maşinii de lucru. Puterea de alunecare sP, micşorată cu pierderile Joule în rotor este redresată, apoi ondulată la frecvenţa f_1 şi redată prin transformator înapoi reţelei, după ce s-au scăzut şi pierderile Σp_T ale transformatorului.

Dacă motorul absoarbe chiar puterea nominală P_{1N} şi neglijăm pierderile de orice natură, atunci $P_{1N} = P = M\Omega_1$. Deci, $M = \frac{P_{1N}}{\Omega_1} = \text{const}$. Puterea mecanică dezvoltată este însă $P_2 = M\Omega_1(1 - s)$, adică variabilă o dată cu alunecarea s care este impusă prin unghiul α. În figura 7.42, *b* se evidenţiază domeniul în care poate fi utilizat, fără a fi supraîncărcat, motorul asincron cu ajutorul cascadei Scherbius.

Avantajele cascadelor cu convertoare statice sînt : lipsa maşinilor electrice cu colector ; randament înalt ; comandă prin putere foarte redusă ; inerţie redusă, posibilitatea obţinerii unei acţionări de foarte mare putere reglabilă în domeniul 1 : 2.

8
MAŞINI ELECTRICE SPECIALE UTILIZATE ÎN ACŢIONĂRI ELECTRICE

8.1. Maşini speciale de curent continuu cu magneţi permanenţi

Datorită progreselor înregistrate în fabricarea magneţilor permanenţi, maşinile electrice utilizînd pentru producerea fluxului de excitaţie, astfel de magneţi au cunoscut o largă dezvoltare, îndeosebi în domeniul puterilor mici şi foarte mici.

Aceste maşini prezintă următoarele avantaje:

— construcţie mai simplă;

— greutate mai mică şi dimensiuni de gabarit mai mici;

— pierderi mai reduse şi randament mai ridicat.

În acelaşi timp cu aceste performanţe avantajoase, maşinile cu magneţi permanenţi au costuri mai ridicate, dat fiind faptul că diferitele aliaje utilizate în fabricare magneţilor sînt încă relativ scumpe şi necesită de multe ori elemente deficitare. În plus, aceste maşini îşi pot modifica în timp caracteristicile, fie prin îmbătrînirea magneţilor, fie sub influenţa unor cîmpuri accidentale puternice, fie prin creşterea temperaturii de funcţionare.

Caracteristica de bază a materialului magneţilor permanenţi este aşa-numita *curbă de demagnetizare*, care reprezintă o parte a ciclului de histerezis în condiţii de saturaţie a materialului respectiv, şi anume partea din cadranul *II* (fig. 8.1). Curba de demagnetizare arată dependenţa dintre inducţia locală şi intensitatea locală a cîmpului de demagnetizare în corpul magnetului, cîmpul de demagnetizare fiind produs prin mijloace exterioare (de exemplu, printr-o bobină străbătută de curent a cărei solenaţie acţionează în sens invers fluxului magnetului). Această curbă se caracterizează prin valoarea inducţiei magnetice pentru $H = 0$, denumită *inducţie remanentă*, B_r

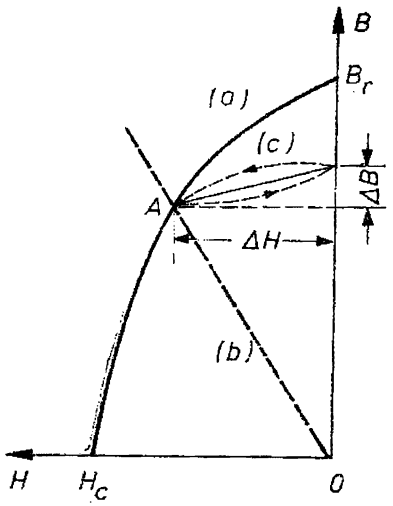


Fig. 8.1

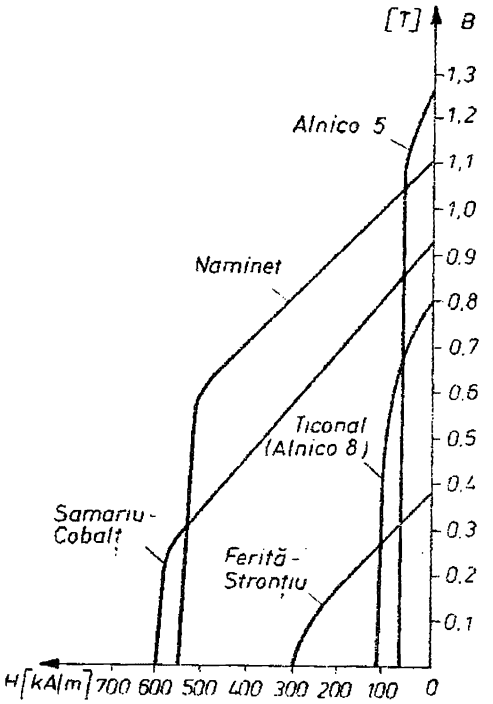


Fig. 8.2

prin intensitatea cîmpului pentru $B = 0$, denumită *intensitate coercitivă*, şi prin *densitatea maximă de energie* localizată în cîmpul magnetic, adică produsul $BH/2$ corespunzător acelui punct al curbei de demagnetizare la care se înregistrează o valoare maximă a produsului.

Curbele de demagnetizare pentru cele mai cunoscute materiale utilizate în prezent sînt date în figura 8.2.

8.1.1. Motoare cu rotor cilindric

Motoarele cu magneţi permanenţi cu rotor obişnuit, cilindric, se deosebesc constructiv funcţie de materialul magnetic utilizat. În cazul utilizării magneţilor de tip Alnico cu inducţie remanentă mare şi cîmp coercitiv redus (densitate maximă de energie de circa 75 kJ/m³ — fig. 8.2), o soluţie constructivă posibilă este arătată în figura 8.3, *a*. Polii se pot realiza direct din materialul magnetic permanent, iar pentru reducerea efectului demagnetizant al reacţiei indusului se prevăd tălpi polare din oţel electrotehnic. Datorită cîmpului coercitiv redus, magneţii au lungimi mari şi în cele mai multe cazuri, magnetizarea se face în interiorul maşinii cu ajutorul unor bobine

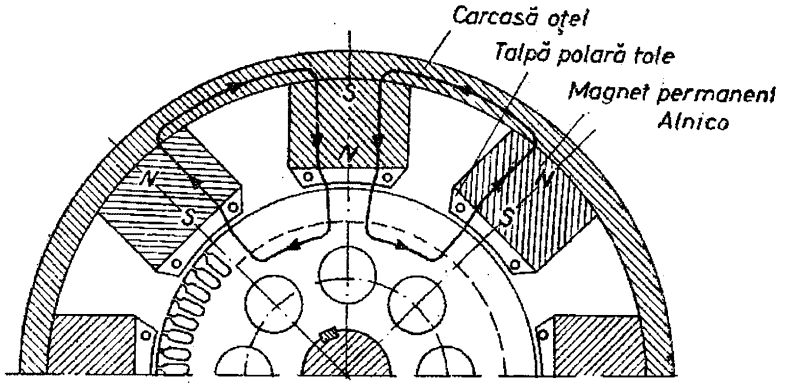

Carcasă oțel
Talpă polară tole
Magnet permanent
Alnico
a
Piesă polară tole
Magnet permanent
Alnico
Carcasă turnată
aluminiu
b
Magnet permanent
ferită
Carcasă aluminiă
Piesă polară tole
c

Fig. 8.3

speciale plasate în jurul magneților permanenți. Carcasa realizată din material feromagnetic obișnuit servește la închiderea liniilor de cîmp, magneții fiind fixați la periferia sa interioară cu ajutorul unor rășini.

În alte cazuri magneții de tip Alnico se plasează pe coardă, ca în figura 8.3, *b*, ceea ce permite o concentrare a cîmpului în întrefier. De data aceasta, carcasa nu mai are rol decît de rezistență, liniile cîmpului nemaiînchizîndu-se prin ea, motiv pentru care ea se realizează din aluminiu.

În ambele variante, numărul de poli este limitat din considerente fizice (4—8 poli), fiind cu atît mai scăzut cu cît dimensiunile sînt mai reduse. Pentru a reduce volumul magnetului, întrefierul mașinii se face cît mai mic posibil, ceea ce amplifică efectele reacției indusului și ale variației reluctanței circuitului magnetic datorită prezenței crestăturilor rotorice.

Atunci cînd se utilizează feritele (densitate maximă de energie de ordinul 30 kJ/m³, fig. 8.2) sau magneții de cobalt și pămînturi rare (densitate de energie de ordinul 180 kJ/m³) sau cei denumiți Naminet, care sînt tot cu pămînturi rare (densitate de energie de ordinul 300 kJ/m³), datorită cîmpului coercitiv foarte mare, magneții vor fi mult mai subțiri în sensul fluxului magnetic (cam 10 mm la ferită, 4 mm la Naminet și Samariu-Cobalt pentru un întrefier de 1 mm). O astfel de soluție constructivă se găsește în figura 8.3, *c*. Numărul de poli va fi mai mare, demagnetizarea datorată reacției indusului chiar la șocuri mari de curent practic inexistentă. În cazul magneților speciali de Naminet sau Samariu-Cobalt, datorită densităților mari de energie volumul de material utilizat este mult redus în comparație cu feritele (și chiar cu Alnico), ceea ce permite reducerea gabaritului mașinii. Din nefericire aceste tipuri de magneți permanenți își scad fluxul magnetic la creșterea temperaturii, pe cînd cei din Alnico sînt mult mai puțin afectați de creșterea temperaturii. Magnetizarea magneților permanenți cu cîmp coercitiv ridicat se poate face în afara mașinii, ceea ce ușurează procesul tehnologic și simplifică construcția mașinii.

În toate cazurile se preferă magneții anizotropi, adică cei care au un sens preferențiat de magnetizare, pentru care sens au performanțe magnetice maxime, ceea ce conduce la reducerea volumului magneților.

Pentru magnetizarea magneților permanenți se utilizează bobine străbătute de pulsuri puternice de curent care să asigure saturația materialului. Așa cum s-a precizat mai sus, magnetizarea se realizează fie cu magneții separați de circuitul magnetic al mașinii, fie cu ei înglobați în circuit.

În primul caz, după magnetizare, corpul magnetului capătă o magnetizație $\bar{M}$ în general uniformă și paralelă (în sensul anizotropiei amintite mai înainte). Intensitatea cîmpului magnetic în corpul magnetului este funcție liniară de această magnetizație

$$\bar{H} = -N_d \bar{M}, \tag{8.1}$$

în care N_d este denumit *coeficient de demagnetizare*. Coeficientul constant și subunitar N_d depinde doar de forma magnetului. Ținînd seama de legea legăturii dintre inducția magnetică $\bar{B}$, intensitatea cîmpului $\bar{H}$ și magnetizația $\bar{M}$,

$$\bar{B} = \mu_0(\bar{H} + \bar{M})$$

precum și de relația (8.1), rezultă

$$\bar{B} = -\mu_0 \frac{1 - N_d}{N_d} \bar{H}. \tag{8.2}$$

Prin urmare, dependența (8.2) dintre $\bar{B}$ și $\bar{H}$ impusă de forma magnetului permanent este liniară. Pe de altă parte, materialul magnetic impune o legătură între B și H conform curbei de demagnetizare a din difura 8.1. Punctul de funcționare a magnetului va fi intersecția dreptei b, conform ecuației (8.2), cu caracteristica a de demagnetizare.

Este suficient de subliniat faptul că, la orice schimbare ulterioară a stării de demagnetizare a magnetului (fie prin intervenția unei solenații exterioare demagnetizante, fie prin schimbarea configurației exterioare a cîmpului la introducerea magnetului într-un circuit magnetic), comportarea acestuia nu are loc conform curbei a de demagnetizare din figura 8.1, ci după așa-numita *curbă de revenire*, notată cu c. Curba de revenire a unui magnet permanent nu este univocă (prezentînd de fapt ramuri caracteristice fenomenului de histerezis), dar în practică ea se poate considera a fi o dreaptă de pantă

$$\mu_{rev} = \frac{\Delta B}{\Delta H},$$

denumită *coeficient de revenire*. În general, la ferite $\mu_{rev} = (1{,}1-1{,}2)\mu_0$, la Samariu-Cobalt și Naminet chiar mai puțin, la Alnico $\mu_{rev} = (3-4)\mu_0$, adică valori relativ foarte mici în comparație cu permeabilitatea materialelor feromagnetice curente în construcția mașinilor.

Pentru a exemplifica modul de funcționare pe curba de revenire a unui magnet permanent magnetizat în afara circuitului magnetic, să considerăm un caz oarecare din formele de circuit magnetic întîlnite în construcția mașinilor electrice, de exemplu circuitul din figura 8.3, *a*. Pentru o linie de cîmp medie Γ a inducției magnetice (de reținut că în corpul magnetului inducția și intensitatea cîmpului magnetic au sensuri opuse) se poate scrie conform legii circuitului magnetic:

$$-2Hl_m + \Sigma U_{mi} = 0, \tag{8.3}$$

solenația corespunzătoare conturului Γ fiind evident nulă. În relația (8.3) H reprezintă intensitatea cîmpului magnetic, l_m — lungimea magnetului permanent, ΣU_{mi} suma tensiunilor magnetice pe diferitele porțiuni omogene ca material ale conturului Γ (întrefier, dinți rotorici, jug rotoric, jug statoric). Aceste tensiuni se pot calcula, presupunînd dat fluxul util Φ_E în întrefier corespunzător unui pol. Între fluxul Φ_E și fluxul Φ_m din magnetul permanent există relația

$$\Phi_m = BS_m = \sigma\Phi_E,$$

unde B reprezintă inducția magnetică în corpul magnetului, S_m aria secțiunii sale transversale, iar σ coeficientul supraunitar care ține seama de dispersiile magnetului.

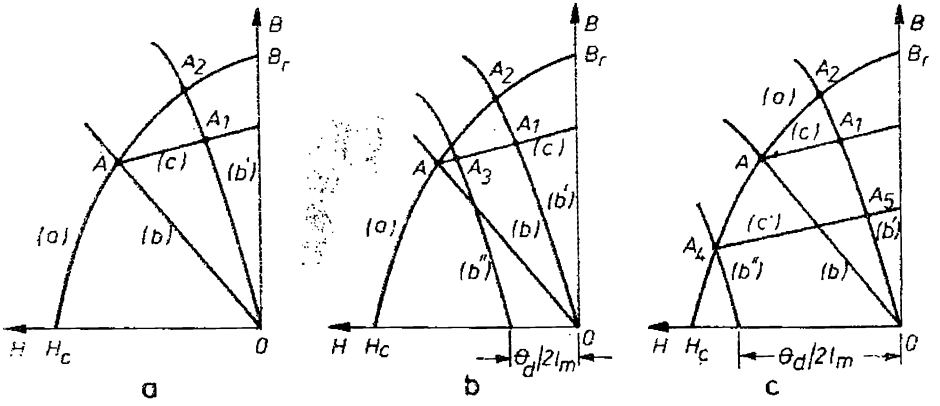


Fig. 8.4

Pe baza relațiilor de mai sus se poate calcula grafic dependența $\Phi_E = f(\Sigma U_{mi})$ sau, schimbînd scările, $B = \frac{\sigma}{S_m}\Phi_E = f\left(\frac{\Sigma U_{mi}}{2l_m}\right) = f(H)$, obținîndu-se curba b', care intersectează curba de revenire a magnetului în punctul A_1 (fig. 8.4, *a*). Așadar, introducerea magnetului permanent într-un circuit magnetic conduce la schimbarea stării sale magnetice, inducția B crescînd ușor.

Este interesant de subliniat faptul că, dacă magnetul ar fi fost magnetizat după includerea sa în circuitul mașinii, punctul de funcționare ar fi fost A_2, căruia îi corespunde o inducție mai mare celei din punctul A_1. Magnetizarea unui magnet permanent în afara circuitului magnetic în care va lucra nu este deci recomandabilă, cu excepția magneților cu intensitate coercitivă ridicată și $\mu_{rec} \approx \mu_0$ la care curba de revenire coincide practic cu curba de magnetizare în zona inducțiilor înalte.

Starea de magnetizare a unui magnet permanent magnetizat în afara circuitului se poate schimba și prin apariția unei solenații de demagnetizare B_d exterioară, asociată conturului din figura 8.3, *a*. În acest caz relația (8.3) se modifică în felul următor

$$-2Hl_m + \Sigma U_{mi} = -\theta_d.$$

Pe această bază se poate scrie acum caracteristica de magnetizare b'' a circuitului magnetic exclusiv magnetul permanent sub forma:

$$B = \frac{\sigma}{S_m}\Phi_E = f\left(\frac{\Sigma U_{mi}}{2l_m} + \frac{\theta_d}{2l_m}\right) = f(H).$$

Precum se vede imediat, caracteristica b'' din figura 8.4, *b* nu reprezintă altceva decît caracteristica b' din figura 8.4, *a* deplasată spre stînga cu un segment proporțional cu $\theta_d/2l_m$. Caracteristica b'' intersectează curba de revenire în punctul A_3, inducția B înregistrează o micșorare în raport cu cea corespunzătoare punctului A_1 de funcționare cînd $\theta_d = 0$.

Se poate întîmpla însă ca solenația exterioară de demagnetizare θ_d să fie de valoare ridicată, punctul de intersecție al caracteristicii b'' nemaifiind între punctele A și A_1. În acest caz, situația se schimbă ca în figura 8.4, c: punctul de funcționare este în A_4 la intersecția curbei b'' cu curba a. La dispariția solenației de demagnetizare θ_d, punctul de funcționare nu revine în A_1, ci în A_5 pe curba de revenire c' care pleacă din A_4.

Prin urmare, la apariția întîmplătoare a unei puternice solenații de demagnetizare poate avea loc schimbarea curbei de revenire pe care funcționează în mod normal magnetul permanent. După cîte se vede, schimbarea curbei de revenire conduce la modificarea inducției magnetice și deci a fluxului Φ_E, atrăgînd după sine variația performanțelor mașinii electrice respective. Asemenea solenații puternice de demagnetizare pot apărea în regim de motor la pornire sau la reversare prin modificarea polarității tensiunii aplicate înfășurării rotorice. Este deci explicabilă măsura luată de constructori de a plasa magneții permanenți astfel încît să fie cît mai în afara liniilor de cîmp ale reacției magnetice a rotorului (fig. 8.3, *a*, *b*, c).

Pentru a nu se modifica curba de revenire în decursul vieții motorului, constructorii forțează circuitul magnetic al mașinii prin cel mai grav regim de încărcare cu curent al înfășurării rotorice, înainte de a-l livra beneficiarului. În acest fel se asigură stabilizarea curbei de revenire.

Motoarele de c.c. cu rotor cilindric și magneți permanenți se construiesc de la cele mai mici puteri pînă la puteri de circa 20 kW, cu cupluri nominale pînă la 200 Nm și viteze de pînă la 3 000 rot/min. Construcția rotorului se realizează la diametru relativ redus și lungime mai mare pentru a se reduce momentul de inerție. Constanta electromecanică de timp a acestor motoare este în general sub 10 ms. Înfășurarea rotorică se plasează în multe crestături, iar o secție rotorică are 1—2 spire. Crestăturile sînt în general deschise, pentru a reduce inductivitatea de dispersie și prin ea scînteile la colector, și înclinate în raport cu generatoarea rotorului cu un pas de crestătură, pentru a reduce ondulația în timp a cuplului electromagnetic (la care reducere contribuie și numărul mare de crestături). Motoarele suportă șocuri de curent în gama 5—10 ori curentul nominal, fără scînteiere periculoasă sau demagnetizarea magneților.

Motoarele din această categorie sînt alimentate de la convertoare cu semiconductoare și sînt utilizate cu precădere la acționarea mașinilor-unelte, funcționînd în sistem autonom cu controlul vitezei sau poziției. De multe ori, motoarele acestea, denumite în acest caz *servomotoare*, cuprind sub aceeași carcasă tahogeneratorul (v. § 8.8.1), necesar controlului vitezei, traductorul de poziție (de tip transformator rotitor, de exemplu, v. § 8.8.3) și uneori o frînă care asigură frînarea bruscă a motorului la dispariția tensiunii de alimentare.

În țara noastră asemenea motoare se construiesc de către Electromotor—Timișoara, fiind concepute și proiectate de un colectiv I.P.B. — I.C.P.E.

8.1.2. Motoare cu rotor disc

Asemenea motoare au în locul unui întrefier cilindric un întrefier plan (fig. 8.5, *a*). Rotorul este realizat sub forma unui disc subțire nemagnetic fără crestături (din material ceramic sau textolit) cu o înfășurare imprimată sau ștanțată și lipită (ultima soluție reprezintă un brevet românesc aparținînd unui colectiv de la ICPE, unde se produce o serie întreagă de asemenea motoare).

Conductoarele sînt dispuse radial (fig. 8.5, *b*) pe o parte și pe alta a discului, fiind sudate la capete prin scîntei sau fascicol de electroni cu ajutorul unei mașini automate, formînd o înfășurare ondulată. Colectorul poate fi constituit din însăși conductoarele plate de cupru ale rotorului pe care alunecă periile mașinii.

Excitația mașinii este asigurată de magneți permanenți de formă cilindrică cu axele perpendiculare pe discul-rotor situați de o parte a discului (sau, uneori pe ambele părți). Numărul de poli diferă de la motor la motor, fiind în general între 6 și 12.

Deoarece rotorul nu conține materiale feromagnetice, el este mult mai ușor decît cel al motoarelor cu rotor cilindric, avantaj reflectat și într-un moment de inerție mai scăzut. Datorită lipsei crestăturilor pe rotor, înțepenirile magnetice nu apar. Nu există histerezis sau saturație magnetică a dinților și jugului rotoric. Un alt avantaj important este legat de faptul că avînd conductoarele în aer (discul poate funcționa la temperaturi de 150—200°), densitatea de curent poate fi mult crescută, rezultînd o economie de cupru. Prezentînd un întrefier relativ mare, iar conductoarele rotorice fiind în aer, scînteile la colector sînt practic eliminate, iar reacția indusului nu influențează funcționarea motorului. Forma geometrică specială (diametru relativ mare, lungimea relativ redusă, fig. 8.5, *a*) face ca aceste motoare să fie utilizate cu precizare cu precădere în unele aplicații (roboți, acționarea valvelor).

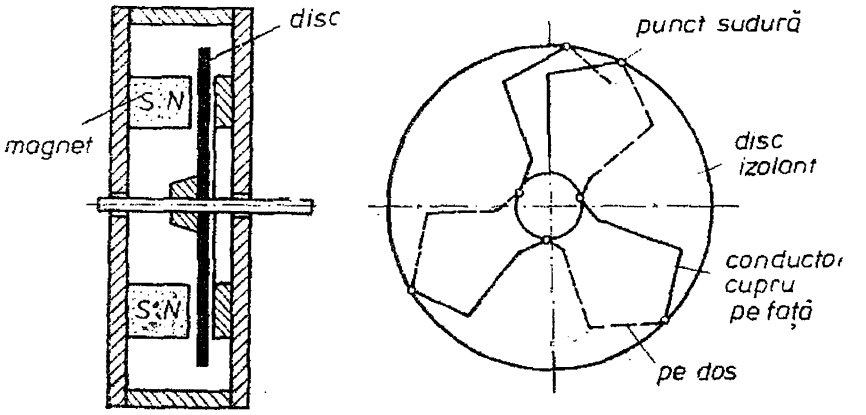


Fig. 8.5

Există și dezavantaje legate de această construcție specială, conductoarele rotorice sînt în număr limitat, viteza relativ limitată din considerente mecanice (sub 3 000 rot/min), pierderile suplimentare datorate curenților Foucault în conductoare fac ca motoarele să poată fi realizate la tensiuni reduse (30—80 V). Motoarele cu rotor disc sînt sensibile la vibrații și șocuri, căci probabilitatea deformării lor este mai mare decît în cazul rotorului cilindric.

8.1.3. Motoare cu rotor pahar

Denumite și motoare cu rotor gol sau cu bobină mobilă, aceste motoare au o înfășurare rotorică dispusă și presată pe periferia exterioară cilindrică a unui pahar din fibre de sticlă sau direct înglobată într-o rășină expoxidică (fig. 8.6). În exteriorul rotorului pahar se află magneții permanenți fixați în carcasă, iar în interiorul paharului se află un stator interior din material feromagnetic (uneori se întîlnește construcția inversă, cu magneții în interior). Tensiunea este aplicată înfășurării rotorice în mod obișnuit prin sistemul perii-colector.

Evident, marele avantaj al unei asemenea construcții constă în momentul foarte mic de inerție, ajungîndu-se la constante electromecanice de timp sub 1 ms și printr-o geometrie adecvată (diametru mic, lungime axială mare). Magneții permanenți sînt de tipul Samariu-Cobalt, cu mare intensitate coercitivă, datorită întrefierului relativ mare al acestei mașini.

Asemenea mașini prezintă și toate avantajele rotorului disc: lipsa înțepenirii magnetice și a histerezisului, densitate ridicată de curent, inerție extrem de redusă, geometrie adecvată unor aplicații. Ele se realizează la puteri mici, sub 300 W, și turații în gama 3 000—4 000 rot/min.

Pentru a micșora căderea de tensiune la perii, se folosesc perii speciale din aliaje prețioase (aur, argint, paladium), care totodată asigură și o uzură deosebit de redusă.

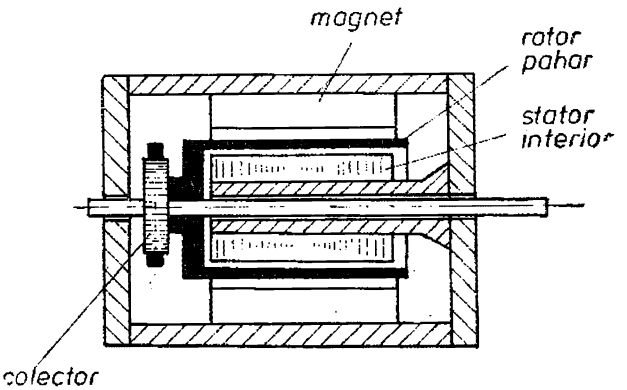


Fig. 8.6

8.2. Servomotorul asincron bifazat

Servomecanismele de curent alternativ de mică putere au căpătat o largă răspîndire în ultimul timp. Ele prezintă avantajele următoare: servomotorul este în general mai simplu, mai robust și cu inerție mai mică decît cele de curent continuu, iar amplificatorul de curent alternativ ridică mult mai puține probleme din punctul de vedere al stabilității funcționale.

În același timp, nu trebuie uitate dezavantajele servomecanismelor de curent alternativ: ele sînt mai voluminoase; mai scumpe; necesită o alimentare continuă cu energie, care este de același ordin de mărime cu energia de comandă; prezintă, în general, un factor de putere slab; amplificatorul de putere trebuie să furnizeze și puterea reactivă necesară servomotorului; optimizarea performanțelor dinamice se realizează mai dificil. Din cauza acestor dezavantaje, servomecanismele de curent alternativ se utilizează numai pentru puteri mici.

În servomecanismele de curent alternativ se utilizează adeseori drept servomotor motorul asincron bifazat (de fapt monofazat cu fază auxiliară) cu rotor în formă de colivie de veveriță (fig. 8.7).

Servomotorul asincron bifazat are statorul realizat din tole de oțel electrotehnic cu simetrie cilindrică, la a cărui periferie interioară sînt prevăzute crestături. În crestături sînt plasate două înfășurări decalate în spațiu cu 90 grade electrice. Una din ele este denumită *înfășurare de excitație*, și rămîne în permanență conectată la o rețea monofazată de alimentare, iar cealaltă este denumită *înfășurare de comandă* și la bornele ei se aplică semnalul de comandă.

Sînt posibile trei moduri diferite de a comanda acest servomotor:

— variația amplitudinii tensiunii de comandă, tensiunea de excitație fiind constantă ca valoare efectivă și permanent defazată cu 90 grade față de tensiunea de comandă;

— variația fazei tensiunii de comandă, a cărei valoare efectivă este în permanență constantă, la fel ca și valoarea efectivă a tensiunii de excitație;

— variația amplitudinii tensiunii de comandă și intercalarea în circuitul de excitație a unui condensator C, tensiunea aplicată circuitului de excitație fiind preluată de la aceeași sursă ca și tensiunea de alimentare a amplificatorului de putere A care comandă servomotorul (fig. 8.7).

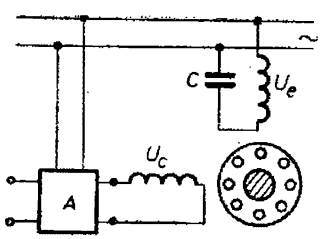


Fig. 8.7

Ultimul mod de comandă a servomotorului conduce la o instalație mai simplă și prezintă, în general, performanțe superioare, ceea ce a impus larga sa răspîndire.

Principiul de funcționare al servomotorului asincron bifazat este relativ simplu. Să presupunem că înfășurarea de excitație este alimentată de la o rețea monofazată și tensiunea la bornele sale este U_e, iar înfășurarea de comandă are tensiune nulă la borne. În acest caz avem a face cu un

motor monofazat clasic. Înfășurarea monofazată de excitație produce un cîmp fix, pulsatoriu, cu repartiție sinusoidală în spațiu (dacă ne referim numai la armonica fundamentală spațială) și variația sinusoidală în timp. Acest cîmp fix se poate descompune în două cîmpuri învîrtitoare, de aceeași amplitudine și viteză, dar cu sensuri diferite de rotație. Sub influența acestor două cîmpuri învîrtitoare, rotorul în colivie de veveriță este supus acțiunii a două cupluri egale și de sens contrar. În consecință, *cînd nu există semnal de comandă, servomotorul stă în repaus.*

Atunci cînd amplificatorul A produce o anumită tensiune U_c la bornele înfășurării de comandă a servomotorului, situația se schimbă. Întocmai ca la motorul asincron monofazat cu fază auxiliară, de data aceasta la periferia interioară a statorului acționează două solenații, decalate în spațiu și defazate în timp (defazajul în timp este cauzat, de exemplu, de condensatorul C). În acest caz, se produc tot două cîmpuri învîrtitoare, de aceeași viteză, de sensuri diferite, dar de amplitudini diferite. Asupra rotorului se exercită două cupluri de sensuri diferite, dar și de valori diferite, ceea ce înseamnă un cuplu rezultant diferit de zero. Dacă acest cuplu rezultant depășește cuplul static rezistent, atunci servomotorul se pune în mișcare. Acest cuplu rezultant este cu atît mai mare cu cît tensiunea U_c de comandă este mai mare, iar defazajul dintre fazorii $\underline{U}_c$ și $\underline{U}_e$ este mai apropiat de 90 grade.

Spre deosebire de motorul asincron monofazat utilizat în acționările curente, care, odată pornit, continuă să se rotească și după deconectarea fazei auxiliare, servomotorul prezentat mai sus trebuie să se autofrîneze la dispariția semnalului de comandă. Aceasta este o condiție impusă de faptul că servomotorul este încadrat ca element component într-un servomecanism. Dacă servomotorul ar continua să se rotească și după anularea tensiunii U_c, atunci servomecanismul nu ar mai avea rost, funcționarea sa fiind complet instabilă.

Din fericire, prin mijloace constructive, se pot realiza servomotoare care să îndeplinească condiția de autofrînare la dispariția semnalului de comandă. Ne propunem să analizăm această problemă în cele ce urmează.

Se știe că un motor asincron monofazat poate fi echivalat cu un motor asincron trifazat avînd două înfășurări trifazate statorice în serie și un singur rotor. Cele două înfășurări statorice produc cîmpuri învîrtitoare de aceeași amplitudine și viteză, dar de sensuri contrarii. Sub acțiunea unuia din cîmpurile învîrtitoare, fie el numit cîmp direct, rotorul este solicitat de un cuplu direct M_d, de același sens cu cîmpul inductor. Acest cuplu variază în funcție de viteza Ω a rotorului, conform curbei din figura 8.8, *a*. În același timp, sub acțiunea celuilalt cîmp învîrtitor, denumit invers, rotorul este solicitat de un cuplu invers M_i, a cărui variație în funcție de viteza unghiulară este redată tot în figura 8.8, *a*. În cazul motoarelor utilizate în acționările curente, cuplurile M_d, M_i prezintă un maxim pentru viteze unghiulare apropiate de vitezele respective de sincronism (alunecări critice subunitare). În această situație, cuplul rezultant M variază în funcție de viteza unghiulară Ω, conform curbei îngroșate din figura 8.8, *a*. Această curbă evidențiază faptul că

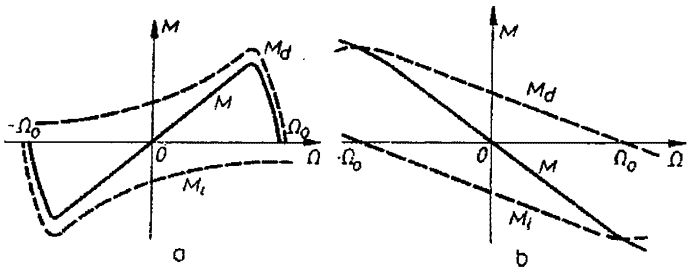


Fig. 8.8

dacă motorul a funcționat sub acțiunea fazei auxiliare la o anumită viteză Ω în sens direct, la deconectarea bruscă a fazei auxiliare, motorul continuă să dezvolte un cuplu rezultant direct, continuînd să se rotească cu o viteză unghiulară apropiată de Ω.

Dacă curbele $M_d = f(\Omega)$ și $M_i = f(\Omega)$ prezintă maxime la viteze directe unghiulare negative față de vitezele respective de sincronism (la alunecări critice supraunitare), situația se schimbă cu totul, așa cum se arată în figura 8.8, *b*. De data aceasta, dacă la un moment dat motorul se rotea în sens direct cu viteza unghiulară Ω și se deconectează brusc faza auxiliară, motorul rămînînd numai sub acțiunea unei singure înfășurări, el va dezvolta un cuplu rezultant de sens invers, adică de frînare. În cele din urmă, în acest caz, motorul se oprește. Se știe că se poate deplasa maximul cuplului unui motor asincron spre alunecări critice de valoare ridicată, mărind rezistența echivalentă a înfășurării de fază rotorice, adică a barelor coliviei de veveriță. Prin mărirea rezistenței rotorice, valoarea maximului cuplului nu se schimbă.

Așadar, spre deosebire de motorul asincron monofazat cu fază auxiliară, utilizat în acționări electrice, motorul asincron utilizat într-un sistem de reglare automată are rezistențe echivalente rotorice relativ mari, ceea ce asigură autofrînarea la dispariția semnalului de comandă. Din nefericire, această rezistență rotorică mărită conduce la micșorarea simțitoare a randamentului energetic al servomotorului. În acest fel se explică în bună măsură faptul că asemenea servomotoare se utilizează numai la mică putere, unde problema randamentului, nu se pune, în general în discuție.

În continuarea studiului servomotorului asincron vom căuta să deducem ecuația caracteristicii mecanice (în regim permanent) $M = f(\Omega)$. Atragem atenția asupra faptului că la servomotor se obișnuiește o altă definiție a caracteristicii mecanice $M = f(\Omega)$, în loc de $\Omega = f(M)$ ca în cazul acționărilor clasice. Vom apela la metoda componentelor simetrice, întrucît sistemul de fazori $\underline{U}_e$, $\underline{U}_c$ nu reprezintă, în general, un sistem simetric, echilibrat. De obicei, condensatorul C se alege de așa manieră, încît, la pornire, sub tensiunea de comandă maximă realizabilă (sau admisibilă), fazorii $\underline{U}_e$, $\underline{U}_c$ să formeze un sistem simetric, echilibrat, la tensiunea dată a rețelei unice monofazate de alimentare. În acest caz, pentru orice altă situație cînd tensiunea U_c nu este maximă, sau servomotorul se rotește, sistemul $\underline{U}_e$, $\underline{U}_c$

este nesimetric (fig. 8.9). Acest sistem se poate descompune într-un sistem simetric echilibrat $\underline{U}_d$, $-j\,\underline{U}_d$ de succesiune directă și un alt sistem, tot simetric, echilibrat $\underline{U}_i$, $j\,\underline{U}_i$ de succesiune inversă conform relațiilor:

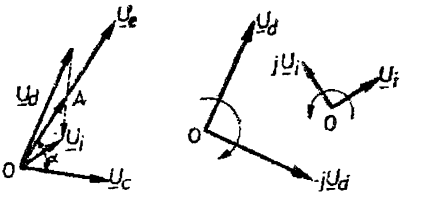


Fig. 8.9

$$\underline{U}_e = \underline{U}_d + \underline{U}_i,$$

$$\underline{U}_c = -j\,\underline{U}_d + j\,\underline{U}_i.$$

Din relațiile de mai sus se deduce imediat:

$$U_d = \frac{1}{2}(\underline{U}_e + j\,\underline{U}_c); \quad \underline{U}_i = \frac{1}{2}(\underline{U}_e - j\,\underline{U}_c).$$

Pe baza acestui sistem sau al construcției grafice din figura 8.9, în care s-a notat cu α unghiul dintre fazorii $\underline{U}_e$ și $\underline{U}_c$, se poate scrie:

$$U_d^2 = \frac{1}{4}[(U_e + U_c \sin\alpha)^2 + U_c^2 \cos^2\alpha],$$

$$U_i^2 = \frac{1}{4}[(U_e - U_c \sin\alpha)^2 + U_c^2 \cos^2\alpha].$$

Sistemul de tensiuni $\underline{U}_d$, $-j\,\underline{U}_d$ de succesiune directă, produce un sistem analog de curenți în cele două înfășurări (de excitație și comandă), presupuse identice. În acest fel se produce un cîmp învîrtitor direct și un cuplu direct M_d. La pornire ($\Omega = 0$) cuplul direct dezvoltat M_{dp} este proporțional cu pătratul tensiunii U_d conform celor cunoscute din teoria motorului asincron funcționînd în condiții de simetrie, $M_{dp} = k_0 U_d^2$.

Sistemul invers de tensiuni $\underline{U}_i$, $j\,\underline{U}_i$ produce un sistem analog de curenți, care, la rîndul lor, produce un cîmp învîrtitor invers. Sub acțiunea acestui cîmp învîrtitor asupra rotorului se exercită un cuplu invers. La pornire, cuplul invers dezvoltat M_{ip} este proporțional cu pătratul tensiunii U_i, coeficientul k_0 de proporționalitate fiind funcție de parametrii înfășurărilor, $M_{ip} = k_0 U_i^2$.

Cuplul rezultant, ce se exercită asupra rotorului sub acțiunea combinată a celor două cîmpuri învîrtitoare, va fi la pornire

$$M_p = M_{dp} - M_{ip} = k_0(U_d^2 - U_i^2) = k_0 U_e U_c \sin\alpha.$$

Se remarcă imediat faptul că acest *cuplu de pornire al servomotorului este proporțional cu tensiunea U_c, care reprezintă mărimea de comandă.* Prin urmare, servomotorul reprezintă la pornire un traductor tensiune-cuplu, dacă tensiunea de excitație este constantă. Analogia cu servomotorul de curent continuu este evidentă.

Pentru a deduce expresia analitică a caracteristicii mecanice a servomotorului, trebuie cunoscută, în cazul cînd această caracteristică ar fi liniară, pe lîngă valoarea cuplului de pornire M_p și panta F a dreptei reprezentative.

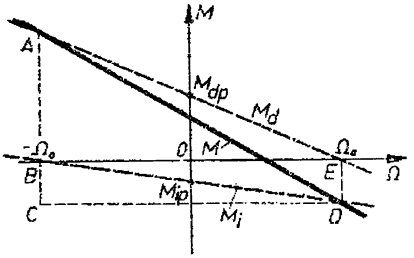


Fig. 8.10

Caracteristica mecanică $M_d = f(\Omega)$ este, cu foarte bună aproximație, un segment de dreaptă în intervalul $(\Omega_0, -\Omega_0)$, Ω_0 fiind viteza de sincronism (fig. 8.10), deoarece cuplul maxim este atins la o valoare negativă relativ ridicată ca valoare absolută a vitezei unghiulare (alunecare critică supraunitară, în mod curent 2—4). Același lucru se poate afirma și despre caracteristica $M_i = f(\Omega)$. Ținînd seama de faptul că M_i este cuplu invers în diagrama din figura 8.10, caracteristica $M_i = f(\Omega)$ apare ca un segment de dreaptă înntervalul $(\Omega_0, -\Omega_0)$ în cadranele *III* și *IV*. Pantele celor două, caracteristici se pot deduce imediat, abstracție făcînd de semn:

$$F_d = \frac{AB}{BE} = \frac{M_{dp}}{\Omega_0} = k_0 \frac{U_d^2}{\Omega_0}; \quad F_i = \frac{DE}{BE} = \frac{M_{ip}}{\Omega_0} = k_0 \frac{U_i^2}{\Omega_0}.$$

Din cele două caracteristici parțiale se poate deduce caracteristica mecanică rezultantă a servomotorului $M = f(\Omega)$, reprezentată prin linie îngroșată în figura 8.10. Desigur, în intervalul $(\Omega_0, -\Omega_0)$ caracteristica rezultantă este tot un segment de dreaptă, a cărui pantă este

$$F = \frac{AC}{CD} = \frac{AB + BC}{BE} = F_d + F_i,$$

sau

$$F = k_0 \frac{U_d^2 + U_i^2}{\Omega_0} = k_0 \frac{U_c^2 + U_c^2}{2\Omega_0}.$$

Așadar, *panta caracteristicii mecanice* a servomotorului asincron *este funcție de tensiunea de comandă*, spre deosebire de servomotorul de curent continuu comandat prin circuitul rotoric, la care panta caracteristicii mecanice era independentă de semnalul de comandă. Această constatare introduce neliniaritate în comportarea servomotorului asincron.

Ecuația analitică a caracteristicii mecanice a servomotorului studiat va fi deci

$$M = M_p - F\Omega = \frac{k_0}{2\Omega_0} [2\Omega_0 U_e U_c \sin \alpha - (U_e^2 + U_c)\Omega].$$

În cazul introducerii mărimilor fără dimensiuni $\nu = \frac{\Omega}{\Omega_0}$ și $\zeta = \frac{U_c}{U_e}$ ecuația caracteristicii ia următoarea formă

$$M = \frac{k_0 U_e^2}{2} [2\zeta \sin \alpha - (1 + \zeta^2)\nu].$$

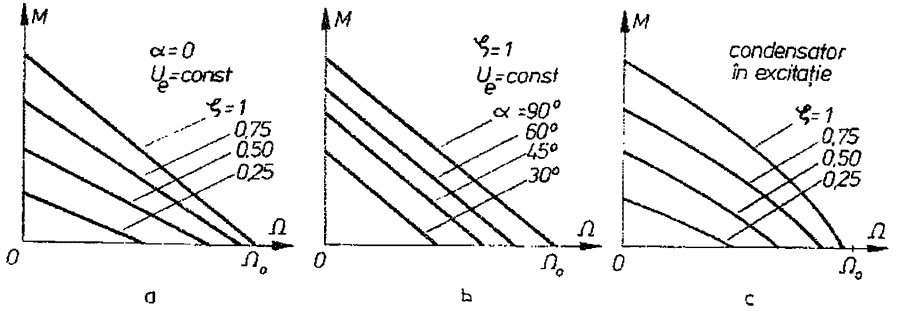


Fig. 8.11

În figura 8.11 s-au reprezentat familiile de caracteristici mecanice obținute pe baza ecuației de mai sus, pentru diferite moduri de comandă a servomotoarelor. Figurile evidențiază faptul că servomotorul asincron nu este un element liniar, datorită pantei F care variază odată cu tensiunea de comandă (fig. 8.11, *a* și *c*) sau datorită cuplului de pornire proporțional cu $\sin \alpha$ (fig. 8.11, *b*). La această observație trebuie să adăugăm și neliniaritatea introdusă funcțional de servomotor, în sensul că curba $M = f(\Omega)$ nu este decît cu aproximație o dreaptă în intervalul $(\Omega_0, -\Omega_0)$.

Funcția de transfer a servomotorului se poate deduce în ipoteza neglijării procesului tranzitoriu electromagnetic în raport cu procesul tranzitoriu electromecanic, pe baza faptului că constanta de timp electromecanică este mai mare decît constantele de timp ale înfășurărilor, datorită inerției pieselor în mișcare ale servomecanismului.

În consecință, se poate scrie următoarea ecuație a regimului dinamic, în ipoteza unei sarcini avînd numai inerție

$$M = M_p - F\Omega = J\frac{d\Omega}{dt}$$

sau

$$M_p = K_M U_c = J\frac{d\Omega}{dt} + F\Omega,$$

de unde rezultă funcția de transfer a servomotorului asincron

$$\frac{\theta(\sigma)}{U_c(\sigma)} = \frac{K_M/F}{\sigma(\sigma T_{em} + 1)},$$

în care $T_{em} = J/F$ reprezintă constanta de timp electromecanică a servomotorului, θ fiind unghiul de poziție al rotorului.

De remarcat faptul că frecarea vîscoasă introdusă pe cale funcțională de către servomotor se adaugă frecării vîscoase existente în servomecanism și contribuie la micșorarea constantei de timp electromecanice (și implicit la mărirea stabilității). Semnalăm totodată că această frecare vîscoasă func-

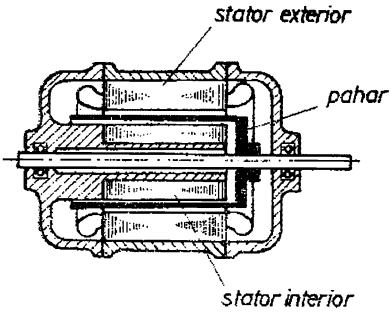


Fig. 8.12

ţională variază în funcţie de tensiunea de comandă. La semnale mici de comandă, frecarea vîscoasă F este mai mică şi în consecinţă constanta de timp T_{em} va fi mai mare. De aceea este recomandabil a utiliza în calculele de stabilitate ale servomecanismului această frecare vîscoasă funcţională corespunzătoare semnalelor slabe de comandă, pentru a avea rezultate acoperitoare (fig. 8.11, *a* şi *c*).

În ultimii ani, în automatică, telemăsuri şau maşini analogice, a cunoscut o largă răspîndire o variantă constructivă a servomotorului descris mai sus, şi anume **servomotorul cu rotorul în formă de pahar** (cu rotor gol sau tip Ferraris), redat schematic în figura 8.12.

Principiul de funcţionare al acestui servomotor nu diferă cu nimic de principiul de funcţionare al variantei cu rotor cu colivie de veveriţă. Într-adevăr, dacă ne-am imagina că numărul de bare al coliviei de veveriţă ar creşte nelimitat, atunci colivia s-ar transforma într-un strat conductor de anumită grosime, situat la periferia rotorului. Ne putem imagina în continuare că acest strat conductor, acest înveliş conductor cilindric este desprins de restul rotorului şi este solidar cu arborele maşinii (fig. 8.12). Stratul conductor formează adevăratul rotor al maşinii. Dată fiind forma acestui rotor şi luînd în consideraţie şi discul de bază necesar fixării peretelui cilindric de arbore, denumirea de rotor în formă de pahar este pe deplin justificată şi sugestivă. Partea care a mai rămas din rotorul colivie prin această transformare, care are acum doar rol de piesă constructivă necesară închiderii fluxului magnetic, nu trebuie să mai fie solidară cu arborele motorului, ea devenind un stator interior rotorului în formă de pahar. Statorul exterior poartă în crestăturile sale înfăşurările de excitaţie şi de comandă obişnuite.

În acest fel, s-a realizat un servomotor al cărui rotor posedă un moment de inerţie foarte mic, cu o constantă de timp electromecanică de cîteva zeci de ori mai mică faţă de servomotorul cu rotorul în colivie. Un alt avantaj important al servomotorului cu rotorul în formă de pahar constă în faptul că prezintă mult mai reduse posibilităţi de „prindere" magnetică, deoarece rotorul nu mai este crestat. Existenţa crestăturilor pe armăturile motorului poate conduce la o anumită poziţie privilegiată a rotorului în raport cu statorul, la o „înţepenire" sau „prindere" magnetică. Pentru a scoate rotorul din această poziţie este nevoie de un anumit cuplu şi deci de o anumită intensitate a semnalului de comandă. Această „prindere" magnetică contribuie la mărirea zonei de insensibilitate a servomecanismului. În cazul servomotorului cu rotorul în formă de pahar, există crestături doar pe stator, în timp ce rotorul este perfect neted, ceea ce explică micşorarea posibilităţilor de „prindere".

Precizăm că servomotorul cu astfel de rotor prezintă un întrefier mult mărit (întrefierul dintre statorul exterior şi pahar, plus grosimea paharului

plus întrefierul dintre pahar și statorul interior), ceea ce conduce la o putere reactivă relativ ridicată și deci un slab factor de putere. Din acest motiv, acest tip constructiv de servomotor se utilizează la puteri foarte mici (fracțiuni de watt — cîțiva wați) și, în general, la frecvențe ridicate (400—500 Hz)

8.3. Motorul sincron reactiv

Mașina sincronă cu poli aparenți și fără înfășurare de excitație este cunoscută sub denumirea de mașină reactivă. Ea se utilizează în practică atît în construcție trifazată, cît și monofazată ca motor în acționări de mică putere, prezentînd avantajul unei construcții simple și al lipsei sursei de curent continuu necesar excitației.

Diagrama de fazori și ecuația fundamentală ale mașinii sincrone reactive rezultă imediat din cele ale mașinii cu excitație, considerînd $E_0 = 0$ (v. paragraful 6). Astfel, ecuația funcțională a mașinii reactive este în regim de motor

$$\underline{U} = R\underline{I} + \mathrm{j}\, X_d \underline{I}_d + \mathrm{j}\, X_q \underline{I}_q,$$

notațiile fiind cele obișnuite.

În figura 8.13 este prezentată diagrama de fazori corespunzătoare ecuației de mai sus.

Cuplul electromagnetic rezultă și el din expresia (6.58).

$$M = \frac{3U^2}{2\Omega}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\sin 2\theta.$$

Caracteristica unghiulară este redată în figura 8.14.

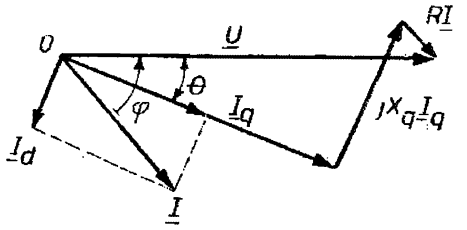


Fig. 8.13

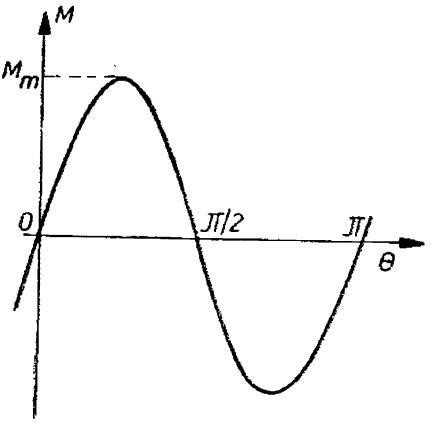


Fig. 8.14

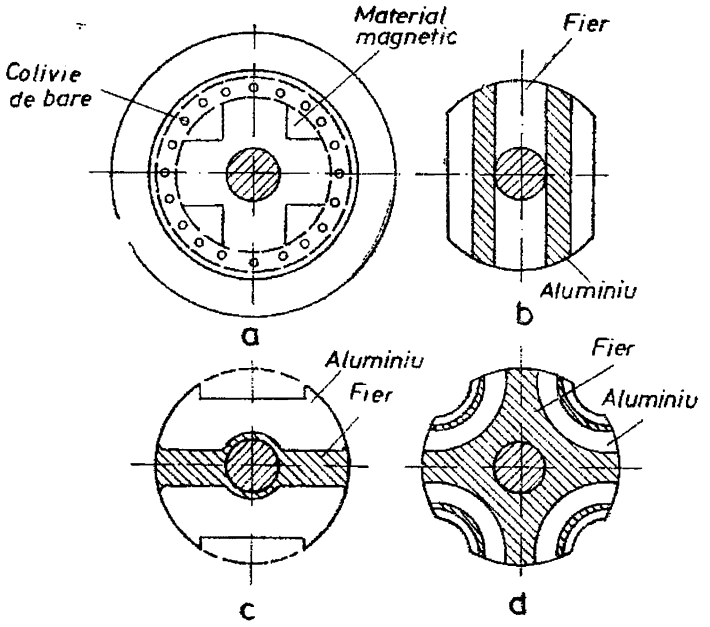


Fig. 8.15

Pentru a se obține un factor de putere și un cuplu cît mai mare este necesar ca raportul X_d/X_q să aibă o valoare cît mai mare în raport cu unitatea. Astfel pentru $X_d/X_q = 5$, se găsește $(\cos \varphi)_{max} = 0{,}67$, în timp ce pentru $X_d/X_q = 1{,}5$ (așa cum se întîmplă în cazul mașinilor clasice cu excitație), $(\cos \varphi)_{max} = 0{,}2$. Astfel se explică străduințele constructorilor de a căuta să ridice cît mai mult valoarea raportului X_d/X_q pentru ca motorul reactiv să poată concura alte tipuri de motoare de curent alternativ. În acest scop, se apelează la construcții de felul celor din figura 8.15, *b*, *c*, *d* spre deosebire de construcția normală schițată în figura 8.15, *a* (pentru patru poli și cu bare formînd o colivie necesară asigurării cuplului de pornire). În figurile 8.15, *b*, *c* și *d* sînt schițate variante constructive pentru doi, respectiv patru poli cu „bariere" de aluminiu în drumul liniilor cîmpului transversal. Rolul coliviei de pornire este îndeplinit de data aceasta de rotorul masiv în care se induc curenții turbionari. Cu astfel de construcții se realizează valori ale raportului X_d/X_q de 4—5. În figura 8.15, *d* este redată o variantă prin care se asigură $X_d/X_q = 8-10$. La asemenea valori ale lui X_d/X_q motorul reactiv atinge performanțe energetice suficient de apropiate de cele ale motorului asincron.

Pornirea motoarelor de acest tip se face în asincron, colivia de bare, respectiv barierele nemagnetice jucînd rolul coliviei de veveriță.

Motoarele cu reluctanță variabilă sînt simple, robuste, ieftine, și se construiesc într-o gamă largă de puteri, de la zeci de waţi la zeci de kilowaţi, cu randamente și gabarite asemănătoare motoarelor asincrone.

8.4. Mașini sincrone cu magneți permanenți

Magneții permanenți și-au găsit aplicație și în construcția mașinilor sincrone înlocuind sistemul de excitație cu ajutorul unor înfășurări străbătute de curent continuu. Mașinile sincrone cu magneţi permanenţi se utilizează îndeosebi ca generatoare autonome funcționînd la frecvența standard sau frecvențe mai ridicate, cu puteri ajungînd pînă la cîteva sute de kilovoltamperi. Avantajele acestor mașini constau, în afară de lipsa înfășurării de excitație, în : simplificarea construcției, lipsa contactelor alunecătoare asociate excitației electromagnetice, siguranța mărită în funcționare, dimensiuni de gabarit și greutate mai reduse, preț de cost mai scăzut decît mașinile generatoare de construcție clasică și, bineînțeles, randament superior datorită lipsei pierderilor de excitație. La toate acestea adăugăm că nu mai este nevoie de o sursă de excitație. Dezavantajul principal al generatoarelor cu magneți permanenți constă în imposibilitatea reglării fluxului de excitație, ceea ce limitează domeniul lor de funcționare.

Motoarele sincrone cu magneți permanenți prezintă aceleași avantaje ca și generatoarele similare. Pentru motoare nu este importantă cerința reglării fluxului de excitație. Calculîndu-se corespunzător circuitul magnetic al motorului este posibilă funcționarea la $\cos \varphi = 1$ și chiar la $\cos \varphi$ capacitiv. Motoarele sincrone cu magneți permanenți concurează din punctul de vedere al indicatorilor energetici — randament și factor de putere — atît motoarele reactive cît și cele cu histerezis, dar chiar și pe cele asincrone, fiind depășite doar de cele universale cu colector. Din punctul de vedere al utilizării materialelor active motorul cu magneți permanenți concurează pe cel reactiv, este oarecum egal cu motorul cu histerezis și este depășit de cel asincron. Alte aspecte funcționale vor fi semnalate mai jos.

Generatoarele sincrone cu magneți permanenți, cu excepția celor de foarte mică putere, prezintă două variante constructive : cu poli cu gheară (fig. 8.16) și cu poli aparenți de construcție obișnuită (fig. 8.17). Rotorul cu poli în formă de gheare constă dintr-un magnet cilindric magnetizat în sens axial și două șaibe din material feromagnetic de o parte și de alta a magnetului, șaibele prezentînd o serie de armături polare care se interpătrund alternativ la periferia exterioară a magnetului, formînd un sistem magnetic multipolar. Statorul nu prezintă nimic deosebit. În cealaltă construcție magneții permanenți înlocuiesc miezurile pieselor polare aparente din construcția obișnuită. Piesele polare din material feromagnetic lipite de magneți prezintă colivii separate.

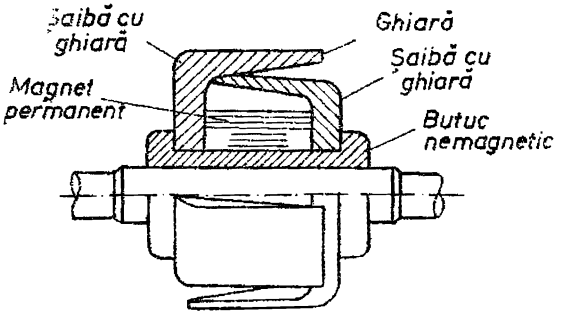


Fig. 8.16

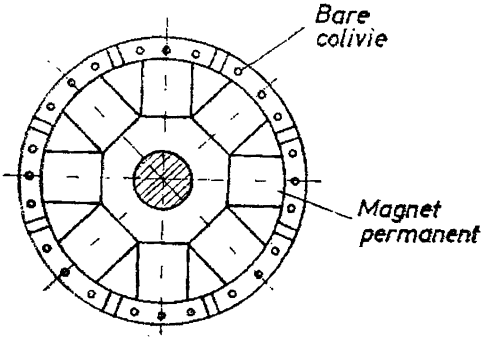


Fig. 8.17

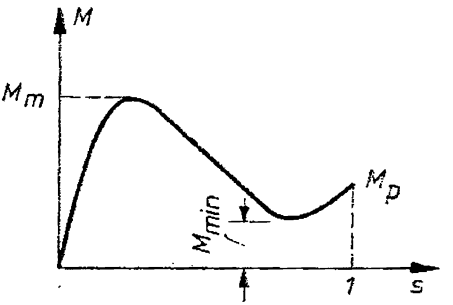


Fig. 8.18

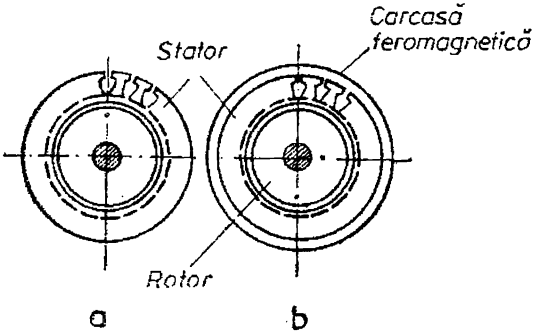


Fig. 8.19

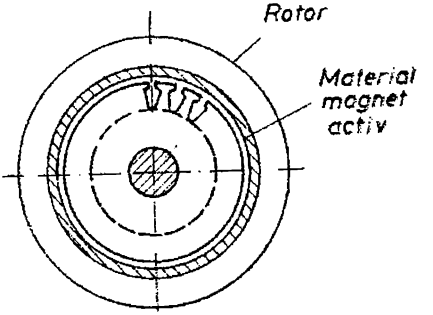


Fig. 8.20

În ceea ce privește motorul sincron cu magneți permanenți evidențiem un fenomen neplăcut care apare la pornire. Fluxul constant al rotorului induce în timpul regimului tranzitoriu al pornirii o t.e.m. în stator, în fiecare înfășurare de fază conectată la rețeaua de alimentare. Curentul produs de această t.e.m. are o frecvență variabilă o dată cu turația rotorului. El cauzează apariția unui cuplu de pornire care influențează destul de puternic curba cuplului rezultant în domeniul alunecărilor mari, așa cum se arată în figura 8.18. Un asemenea fenomen nu se întîlnește la mașina cu excitație electromagnetică care în timpul pornirii are circuitul de excitație ori deschis, ori nealimentat și închis pe o rezistență de mare valoare. În plus, în timpul pornirii la viteze subsincrone în circuitul statoric apar curenți care depășesc curenții de scurt-circuit și care pot demagnetiza magneții permanenți.

8.5. Motorul sincron cu histerezis

Mașina sincronă bazată pe cuplul electromagnetic produs datorită histerezisului materialelor feromagnetice a fost propusă încă din anul 1900 de către Steinmetz. În ultima vreme asemenea motoare cu histerezis se utilizează pe scară suficient de largă în micile acționări de : magnetofoane, instrumente de înregistrare, ceasuri electrice, giroscoape etc. Motoarele de acest tip au puteri utile de la cîteva miimi de watt pînă la cîteva sute de wați și funcționează la frecvențe de 50, 400 (500) Hz și chiar mai ridicate.

Statorul motorului cu histerezis nu se deosebește de cel al motorului asincron sau sincron normal. Crestăturile statorice cuprind o înfășurare trifazată sau o înfășurare principală și una auxiliară cu condensator pentru pornire alimentate de la o rețea monofazată. Crestăturile sînt semideschise sau închise. În ultima situație se preferă a se apela la tehnologia indicată în figurile 8,19, *a* și *b*: se ștanțează crestăturile la periferia exterioară a unei tole inelare și apoi se aplică inele exterioare care joacă rolul de jug statoric. Bineînțeles, aceste juguri se aplică deseori la mașinile de mică putere asincrone și sincrone, permițînd automatizarea operației de bobinare a statorului. În unele acționări unde se cere un moment de inerție mai ridicat se poate realiza statorul în interiorul mașinii, rotorul fiind la exterior, automatizarea bobinării statorului fiind posibilă și în acest caz (fig. 8.20).

Rotorul se realizează total sau parțial din material feromagnetic cu ciclu de histerezis de mare suprafață (oțeluri speciale cu crom, wolfram sau cobalt, aliaje nichel-aluminiu etc.). Se cunosc trei tipuri de rotoare, după modul de plasare al materialului activ. Într-o primă variantă, materialul cu puternic histerezis are forma unei cămăși cilindrice la periferia rotorului, miezul acestuia fiind oțel electrotehnic obișnuit (fig. 8.21, *a*). Uneori se aplică cămașa cilindrică activă peste un miez rotoric cu proeminențe polare, în scopul utilizării și a cuplului electromagnetic reactiv (fig. 8.21, *b*). În această variantă liniile de cîmp trec practic radial prin zona de material activ și se închid prin miezul

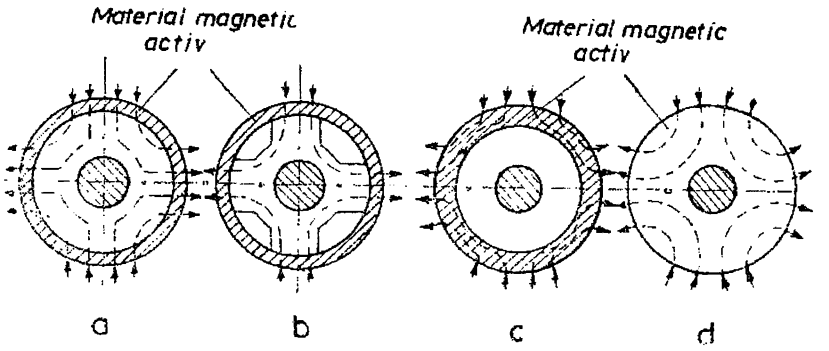


Fig. 8.21

rotoric, așa cum se arată schematic în figurile 8.21, *a*, *b* care corespund unor motoare tetrapolare. Inducția din întrefier este practic egală cu cea din zona activă în lungul aceleiași raze. În a doua variantă, cămașa din material cu histerezis puternic este mai groasă, iar miezul rotoric este neferomagnetic. Liniile de cîmp se închid de data aceasta prin materialul activ. După ce pătrund practic normal în rotor, liniile de cîmp devin tangențiale și ies apoi normal din rotor în dreptul polului următor (fig. 8.21, *c*). O a treia variantă este redată în figura 8.21, *d*, în care caz rotorul este construit în întregime din material activ.

În toate variantele de mai sus, zona activă din punctul de vedere al cuplului electromagnetic poate fi realizată masiv, din tole sau bandă, din pulbere presată.

Întrefierul se ia la limita permisă din punct de vedere mecanic, în vederea reducerii în cît mai mare măsură a curentului de magnetizare.

La conectarea înfășurării statorice la rețea apare un cîmp magnetic învîrtitor, care conduce la apariția unui cuplu de histerezis M_H. Pentru a clarifica prin considerații fizice apariția acestui cuplu, ne vom referi la figura 8.22, unde este arătat rotorul motorului aflat în cîmpul exterior al unor magneți permanenți rotitori (care echivalează cu cîmpul magnetic învîrtitor al statorului).

Sub acțiunea cîmpului magnetic exterior presupus imobil în figura 8.22, *a*, rotorul se magnetizează. Pe partea rotorică aflată sub polul N al magneților permanenți apare un pol S, iar pe partea opusă aflată cu acțiunea polul S exterior apare un pol N. Asupra rotorului acționează forțele F orientate radial și care nu dau nici un cuplu. Dacă polii exteriori se rotesc în jurul rotorului, atunci datorită fenomenului de întîrziere la magnetizare datorat histerezisului partea activă a rotorului nu se va magnetiza simultan cu modificarea poziției polilor exterior și între axa acestor poli rotorici apare un unghi γ. Forțele care se dezvoltă asupra rotorului au acum o componentă tangențială (fig. 8.22, *b*) și produc cuplul electromagnetic de histerezis M_H.

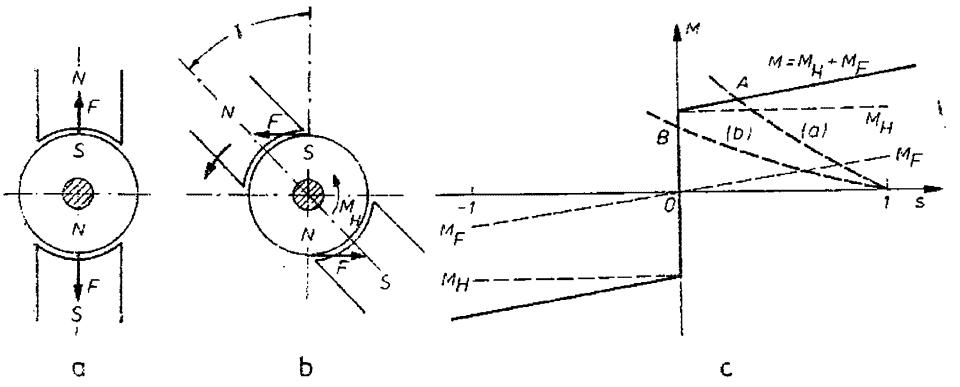


Fig. 8.22

Fenomenul de întîrziere magnetică este explicat prin faptul că domeniile materialului feromagnetic expus unei magnetizări exterioare reprezintă niște magneți elementari care tind să se orienteze în concordanță cu direcția și sensul cîmpului exterior. Dacă acest cîmp exterior își schimbă direcția, atunci magneții elementari își schimbă și ei orientarea. Rotația acestor magneți elementari întîmpină însă în materialele magnetice dure puternice forțe de frecare moleculară. La schimbarea direcției cîmpului exterior din cauza acestor forțe de frecare reorientarea magneților elementari rămîne în urmă și apare decalajul spațial γ între axele cîmpului exterior și al cîmpului rotoric, despre care vorbeam mai sus. Unghiul γ depinde numai de proprietățile materialului activ al rotorului.

Pentru învingerea forțelor moleculare de frecare se consumă o parte din puterea absorbită de motor, care reprezintă așa-numitele pierderi prin histerezis.

Mărimea acestor pierderi P_H depinde de frecvența de magnetizare a rotorului $f_2 = sf_1$, în care s reprezintă alunecarea rotorului în raport cu viteza cîmpului învîrtitor statoric și deci putem scrie

$$P_H = sP_{H0},$$

în care P_{H0} reprezintă pierderile prin histerezis în ipoteza rotorului blocat (cînd $s = 1$ și $f_2 = f_1$).

Cum puterea electromagnetică P transmisă de stator rotorului este legată de puterea pierdută în rotor P_H prin relația (5.22) rezultă

$$P = \frac{P_H}{s} = P_{H0} = M_H \Omega_1,$$

în care Ω_1 este viteza cîmpului învîrtitor statoric.

Cuplul corespunzător pierderilor prin histerezis va fi

$$M_H = \frac{P_{H0}}{\Omega_1}.$$

O concluzie importantă rezultă în faptul interesant că *acest cuplu nu depinde ca mărime de viteza rotorului, de alunecarea s a acestuia.* Sensul acestui cuplu depinde însă de semnul alunecării *s*. Dacă *s* devine negativ, adică la viteze suprasincrone ale rotorului, viteza relativă a cîmpului *B* față de rotor schimbă de sens și odată cu ea și sensul cuplului M_H. În figura 8.22, *c* s-a redat variația cuplului electromagnetic M_H în funcție de alunecarea *s*. La $s = 0$, cuplul schimbă de sens, păstrîndu-și mărimea absolută.

Pierderile P_{H0} de histerezis depind de suprafața ciclului de histerezis al materialului activ utilizat în rotor și de volumul de material. Se înțelege că se vor folosi acele materiale cu suprafață mare a ciclului de saturație.

Asupra rotorului motorului cu histerezis mai acționează însă, într-un regim oarecare de alunecare *s*, și un cuplu electromagnetic produs prin curenții turbionari induși în rotor, în zona sa activă ca și în restul rotorului. Acest cuplu, care este analog cuplului mașinii asincrone cu rezistență mare în circuitul rotoric, este proporțional cu alunecarea, activ pentru $s > 0$ și rezistent pentru $s < 0$. În figura 8.22, *c* s-a redat și caracteristica cuplului datorit curenților turbionari notat cu M_F, precum și curba cuplului rezultant $M = M_H + M_F$.

Motorul cu histerezis poate funcționa deci atît în mers sincron, cît și în asincron, totul depinde de caracteristica sarcinii. Dacă această caracteristică are alure curbei *a* din figura 8.22, *c*, atunci punctul de funcționare al motorului se află la intersecția curbei *a* cu caracteristica mecanică a motorului $M = f(s)$, adică în punctul *A*, ceea ce corespunde unei funcționări asincrone. Dimpotrivă, pentru o caracteristică de sarcină de felul celei notate cu *b*, punctul de funcționare se află în *B*, pentru care alunecarea este nulă, motorul aflîndu-se în mers sincron.

În funcționarea în sincron, cîmpul magnetic învîrtitor al statorului este fix față de rotor și diferitele puncte în zona activă nu mai parcurg ciclul de histerezis, cîmpul în aceste puncte fiind constant. În regim sincron mașina se comportă ca cea cu rotor cu magneți permanenți, unghiul γ rămînînd la ultima valoare avută înainte de intrarea în sincronism.

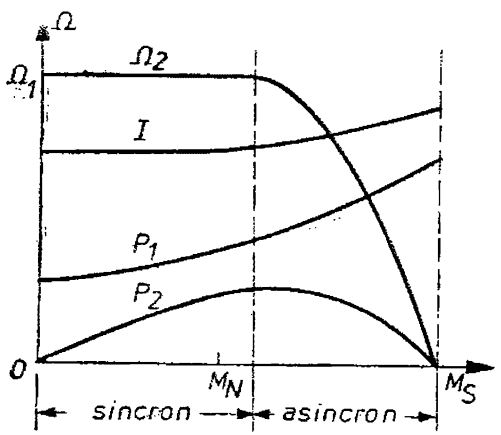


Fig. 8.23

În figura 8.23 se redau caracteristicile funcționale ale unui motor cu histerezis. Se observă că motorul își păstrează turația sincronă pînă la un anumit cuplu rezistent, cînd se desprinde din sincron și trece la funcționarea în asincron. Curentul absorbit este practic constant la funcționarea în sincron indiferent de cuplul de sarcină. Dimpotrivă, curentul crește o dată cu sarcina în regimul asincron, dar creșterea nu este prea importantă

nici chiar în situația că rotorul este blocat. O caracteristică importantă a motoarelor cu histerezis este factorul de putere foarte slab, rezultat al unei puteri reactive absorbite destul de mari, fiind nevoie de aceasta pentru magnetizarea întrefierului, pentru magnetizarea fierului statoric și rotoric, și, mai ales, pentru magnetizarea zonei active mult mai groasă decît întrefierul și cu o permeabilitate cu mult redusă în comparație cu materialele feromagnetice uzuale în construcția mașinilor electrice.

În concluzie, să evidențiem unele avantaje și dezavantaje ale motoarelor cu histerezis. Motorul cu histerezis dezvoltă un important cuplu de pornire, fără nici un dispozitiv suplimentar (de exemplu, o colivie); el trece în mod lin din mersul în asincron în cel sincron și invers; cum cuplul de pornire depășește cuplul sincron maxim (fig. 8.22, *c*), timpul de pornire este relativ scurt, mai scurt decît cel de la motorul asincron.

Curentul absorbit de la rețea este practic pur sinusoidal și nu variază decît în limitele 10—20% de la pornire la mersul în gol și cu 1—3% de la gol la plină sarcină; curentul fiind practic constant și viteza în regim sincron fiind perfect constantă, rezultă că mașina are pierderi practic invariabile. În consecință, utilizarea unui motor cu histerezis la sarcina redusă față de cea nominală nu este convenabilă din punctul de vedere al randamentului și factorului de putere. În același timp, curentul practic constant asigură în cazul motorului monofazat cu fază auxiliară cu condensator (care îmbunătățește factorul de putere global) condiții de pornire foarte avantajoase, motorul avînd nevoie de o sursă de mai mică putere.

Motorul cu histerezis nu are contacte alunecătoare, este sigur în funcționare și are o tehnologie mai simplă decît motorul asincron cu colivie rotorică.

Puterea solicitată din rețea depășește la puteri de peste 100 W puterea solicitată de un motor asincron de aceeași putere și turație.

Greutatea specifică a motorului cu histerezis este mai scăzută decît cea a motorului sincron cu excitație sau reactiv la puteri sub 200 W și superioară motorului asincron la puteri peste 100 W. El se pretează cu ușurință la dezvoltarea mai multor viteze sincrone prin schimbarea numărului de poli ai înfășurării statorului (pentru acționarea magnetofoanelor sau pick-upurilor).

8.6. Motorul de curent continuu fără perii (cu comutație electronică)

Motoarele de c.c. convenționale sînt foarte eficiente și caracteristicile lor le fac foarte convenabile ca servomotoare. Singura lor deficiență constă în faptul că au nevoie de un colector și perii care se uzează cu timpul și necesită întreținere. Dacă se implementează în locul colectorului și periilor contactoare electronice, atunci se obține un motor care nu necesită întreținere. Astfel de motoare sînt cunoscute sub denumirea de motoare de c.c. fără perii sau motoare cu comutație electronică.

La motoarele de c.c. convenționale, excitația este plasată pe stator, iar înfășurarea indusă pe rotor. În astfel de condiții este imposibilă realizarea unui motor fără perii. De aceea acest tip de motor utilizează construcția inversă, similară oarecum celei a unui motor sincron cu magneți permanenți. Înfășurarea indusă este deci pusă pe stator și este similară unei mașini de c.a. polifazată, în cel mai eficient caz, trifazată, ca în figura 8.24, *a*. Rotorul este bipolar și realizat din magneți permanenți. Motorul fără perii diferă însă de motorul sincron prin aceea că primul trebuie prevăzut cu un dispozitiv care să detecteze poziția rotorului și să comande contactoarele electronice prin semnale adecvate. Cele mai frecvente traductoare de poziție utilizează fie efectul Hall, fie sensori optici.

Pentru a înțelege principiul de funcționare a motorului de c.c. fără perii, ne vom referi la figura 8.24, în care statorul are trei înfășurări de fază concentrate respectiv pe proeminențele polare P_1, P_2, P_3 (fig. 8.24, *a*). În serie cu fazele statorice sînt conectate tranzistoarele T_1, T_2, T_3. Cele trei tranzistoare sînt comandate de trei fototranzistoare FT_1, FT_2, FT_3 plasate pe o placă frontală imobilă a statorului (fig. 8.24, *a*, *b*), la unghiuri de 120°. Aceste fototranzistoare sînt expuse succesiv la o sursă de lumină cu ajutorul unui ecran mobil, solidar cu arborele, care lasă un fototranzistor expus, în timp ce celelalte două sînt obturate.

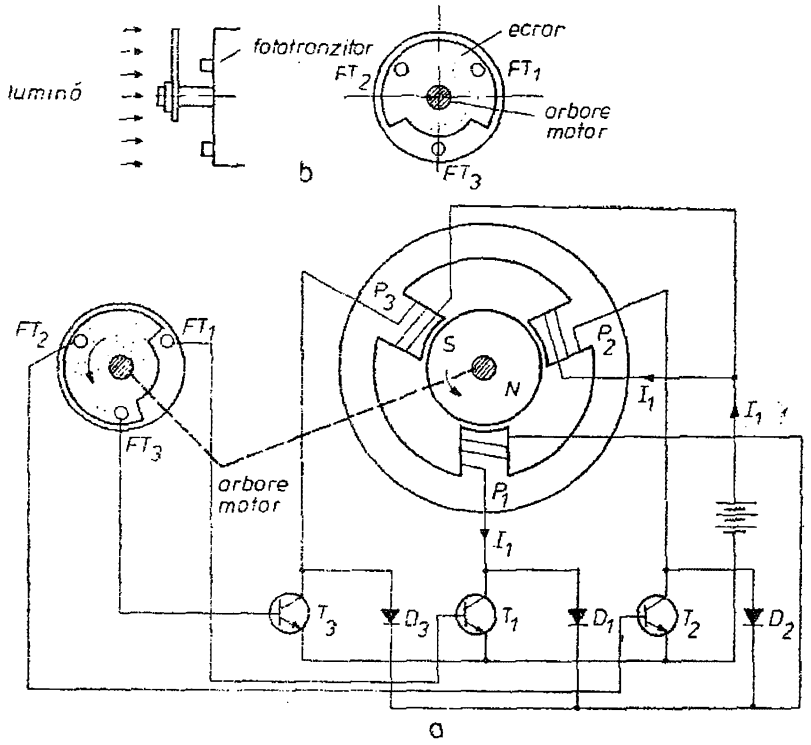


Fig. 8.24

Să presupunem că înainte de a se conecta sursa de c.c., rotorul motorului și ecranul se află în poziția arătată în figura 8.24, *a*. La conectarea sursei, în situația precizată este iluminat FT_1 și tranzistorul T_1 intră în conducție, curentul debitat de sursa de c.c. trecînd prin spirele fazei *1*. Polul P_1 este de polaritate *N*, liniile de cîmp ieșind din pol. Rotorul magnet permanent se va roti și va tinde să se așeze cu polul său *S* în dreptul polului N_1 statoric, deviația fiind de 120°, în sens trigonometric. Dar înainte de a realiza rotirea de 120°, fototranzistorul FT_1 va fi obturat, tranzistorul T_1 blocîndu-se. În schimb, fototranzistorul FT_2 va fi iluminat, iar faza *2* va fi alimentată prin tranzistorul T_2. Rotorul își va continua rotația, căutînd să-și plaseze polul *S* în dreptul polului N_2 ș.a.m.d. Energia localizată în cîmpul magnetic al fazei *1* alimentată anterior se va epuiza printr-un curent care se va închide prin dioda de recuperare D_1, faza *1* influențînd deci mișcarea rotorului printr-un cuplu de sens opus mișcării principale impuse acum de faza *2*.

Motorul descris prezintă și un alt dezavantaj, și anume curentul prin fazele statorice trece numai într-un singur sens, cel permis de tiristorul și dioda respectivă. Se poate crește eficiența motorului, dacă curentul de fază va fi alternativ, ceea ce se poate obține cu motorul prezentat schematic în figura 8.25, *a*. Cele trei faze statorice sînt alimentate printr-o punte de tranzistoare T_1, ..., T_6, comandate prin același traductor optic de poziție cu șase fototranzistoare și ecran solidar cu arborele. Ecranul este astfel realizat (fig. 8.25, *b*, *c*) încît ține în conducție simultană trei tranzistoare, conform schemei din tabelul 8.1, în care cifra 1 semnifică starea de conducție, iar cifra 0 starea de blocare.

Tabelul 8.1

Intervalul	1	2	3	4	5	6
T_1	1	1	1	0	0	0
T_2	0	0	0	1	1	1
T_3	0	0	1	1	1	0
T_4	1	1	0	0	0	1
T_5	1	0	0	0	1	1
T_6	0	1	1	1	0	0

În figura 8.25, *d* se precizează poziția rotorului-magnet permanent înainte de a se conecta sursa de c.c. la puntea de tiristoare. În momentul conectării sursei (intervalul 1, în tabelul 8.1), fototranzistoarele FT_1, FT_4 și FT_5 fiind iluminate de sursa de lumină, vor comanda intrarea în conducție a tranzistoarelor respective T_1, T_4, T_5. Curentul sursei va trece prin faza U_1-U_2 și respectiv V_1-V_2, cu sensurile indicate și în figurile 8.25, *a* și *d*. Liniile cîmpului magnetic statoric vor polariza statorul după axa înfășurării W_1-W_2, neparcursă de curent. Rotorul va fi solicitat de un cuplu electromagnetic în sens trigonometric și va tinde cu axa sa *S—N* să se plaseze pe această axă W_1-W_2. Dar odată cu deplasarea sa, ecranul obturează fototranzistorul FT_5 și permite iluminarea fototranzistorului FT_6. Tranzistorul T_5 se va bloca, iar tranzistorul T_6 intră în conducție.

Începe intervalul *2* din tabelul 8.1. Curentul debitat de sursă va trece jumătate prin faza U_1-U_2 și jumătate prin faza W_2-W_1, axa cîmpului statoric mutîndu-se pe axa V_2-V_1. Rotorul va fi atras spre noua axă statorică ș.a.m.d.

Se remarcă imediat că printr-o fază statorică oarecare curentul este alternativ, faza respectivă contribuind la dezvoltarea cuplului activ la ambele alternanțe ale curentului. Evident, tensiunea aplicată unei faze este de asemenea alternativă.

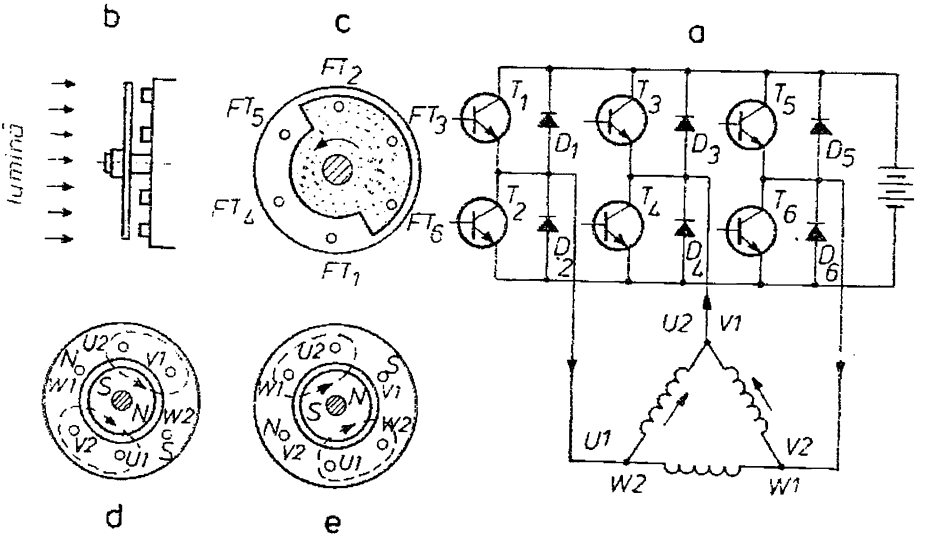


Fig. 8.25

În cazul mașinii de c.c. fără perii, faza tensiunii de alimentare față de poziția rotorului, respectiv unghiul dintre fazorul tensiunii $\underline{U}$ aplicate și cel al t.e.m. $\underline{E}_0$ induse de excitație (rotor) este fixată prin poziția traductorului de poziție. Rezultă deci că, în comparație cu motorul sincron, acest motor funcționează la unghiul intern θ constant, independent de gradul de încărcare al motorului. Această proprietate face ce acest motor să aibă caracteristici mecanice distincte.

Ca la orice mașină sincronă, presupunînd poli înecați pe rotor și stator cilindric, cu neglijarea rezistenței de fază, rezultă pentru cuplul electromagnetic expresia :

$$M = \frac{3UE_0}{X_s\Omega} \sin \theta,$$

Ω fiind viteza unghiulară, iar X_s reactanța sincronă.

Cum $E_0 = k_E\Phi_E\Omega$ și $X_s = \omega L_s = p\Omega L_s$, p reprezentînd numărul de perechi de poli ai mașinii, ω pulsația tensiunii, L_s inductivitatea sincronă, rezultă

$$M = \frac{3k_E\Phi_E U}{\Omega L_s} \sin \theta.$$

Dar θ = const. și deci dependența $\Omega = f(M)$, adică chiar caracteristica mecanică, este o hiperbolă echilateră, deci o caracteristică foarte apropiată de a motorului serie de c.c.

Avantajele motorului de c.c. fără perii sînt importante : dispariția colectorului și a periilor (lipsa uzurii și a întreținerii) ; reducerea dimensiunilor (prin dispariția colectorului, polilor auxiliari) ; sursa de căldură cea mai

importantă, adică înfășurările de fază, sînt plasate pe stator, facilitînd transmisia căldurii spre exterior ; viteze ridicate pînă la 30 000 rot/min, cît permite comutația tranzistoarelor ; funcționare silențioasă.

Ca dezavantaje, citățm : necesitatea unei instalații electronice relativ complexe ; preț de cost mai ridicat ; sensibilitatea la suprasarcini și la scurtcircuit.

Motorul de c.c. fără perii (cu comutație electronică) se aplică la puteri foarte mici și mici cu deosebit succes la imprimante cu raze laser, acționarea floppy — discurilor, sonare, pick-upuri etc., precum și la puteri medii la acționarea avansurilor mașinilor unelte cu comandă prin calculator și a roboților industriali.

8.7. Motorul pas-cu-pas

Acest tip de motor, denumit uneori și motor sincron cu pulsuri, transformă pulsurile electrice de tensiune în deplasări unghiulare discrete. La primirea unui puls rotorul motorului își schimbă poziția cu un unghi bine precizat, funcție de puls. Unghiul minim de deplasare a rotorului este denumit *pas*. Motoarele pas-cu-pas și-au găsit o largă aplicare în sistemele de comandă automată pe bază de program a acționărilor mașinilor-unelte, a unor mecanisme și dispozitive, în tehnica rachetelor. Ele îndeplinesc deci funcția unor elemente decodificatoare, transformînd informația primită sub forma unor pulsuri electrice în pași unghiulari de poziție. *Motoarele pas-cu-pas permit realizarea unor sisteme automate de tip discret care nu au nevoie de legături inverse (reacții*, deoarece stabilesc o corespondență directă riguros univocă între informația primită și deplasarea unghiulară realizată.

În practică motoarele pas-cu-pas se construiesc în multe variante : motoare] cu unul sau mai multe statoare, cu înfășurări de comandă distribuite sau concentrate, cu rotor cu poli aparenți fără înfășurare de excitație (motor reactiv) sau cu magneți permanenți. În cele ce urmează nu vom descrie decît cîteva tipuri de motor pas-cu-pas.

Un prim tip de motor reactiv, utilizat deseori în acționarea mașinilor-unelte, are statorul cu poli aparenți cu înfășurări de comandă concentrate în număr de șase (fig. 8.26). Bobinele polilor diametral opuși se conectează în serie și cele trei circuite astfel realizate pentru cei șase poli se alimentează de la o sursă de curent continuu prin intermediul unui comutator electronic.

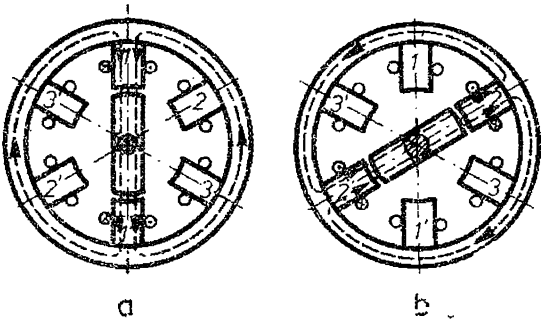


Fig. 8.26

Rotorul motorului este cu poli aparenți (fără înfășurare) în număr de doi. La aplicarea unui puls de curent în bobinele polilor *1—1'*, rotorul este supus unui cuplu reactiv, sub acțiunea căruia rotorul se deplasează pînă axa sa coincide cu axa polilor *1—1'* (fig. 8.26, *a*). Dacă apoi se alimentează bobinele polilor *2—2'*, atunci rotorul se deplasează înspre polii *2—2'*, ocupînd în cele din urmă o poziție în care axa sa coincide cu axa de simetrie *2—2'*, pasul realizat fiind de 60° (fig. 8.26, *b*). Continuînd în maniera prezentată alimentarea succesivă a bobinelor statorice, motorul pas-cu-pas descris realizează 6 pași la o rotație completă.

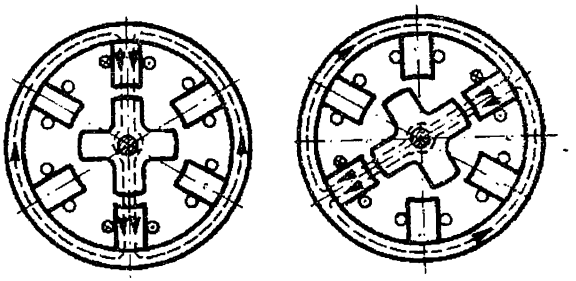


Fig. 8.27

Dacă rotorul are patru proeminențe polare, atunci sub acțiunea a două pulsuri succesive de excitație, pasul realizat este de 30° (fig. 8.27). În acest fel motorul realizează la o rotație un număr dublu de pași, adică 12.

O mărire a numărului de pași la o rotație completă se poate obține în continuare prin mărirea numărului de poli pe rotor și pe stator sau apelîndu-se la soluția schematizată din figura 8.28 (motor pas-cu-pas reactiv reductor). Statorul posedă opt proeminențe polare cu bobine de excitație realizînd patru circuite statorice de comandă a poziției rotorului. Rotorul posedă 18 dinți și 18 crestături repartizate uniform. O proeminență polară statorică este formată din doi dinți și o crestătură intermediară cu deschideri unghiulare exact egale cu cele ale dinților și crestăturilor rotorice. Dacă se alimentează înfășurările *1—1'*, atunci cuplul reactiv care se dezvoltă asupra rotorului aduce rotorul în poziția din figura 8.28, cînd celor doi dinți ai proeminențelor *1* și *1'* li se opun doi dinți statorici. Dacă apoi se alimentează înfășurările *2—2'* și se întrerupe alimentarea înfășurărilor *1—1'*, atunci noul cuplu reactiv deplasează rotorul în sensul acelor ceasornicului cu exact o jumătate de dinte, pentru ca din nou dinților magnetizați ai

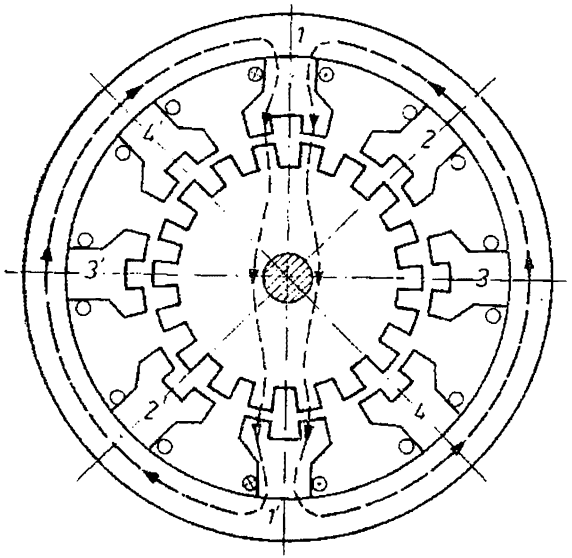


Fig. 8.28

proeminențelor *2—2'* să li se opună dinți rotorici (ceea ce corespunde anulării cuplului, din motive de simetrie magnetică). Deoarece deschiderile dinților și crestăturilor rotorice sînt egale, pasul executat corespunde la 5°. Prin urmare, prin alimentarea succesivă a înfășurărilor *1—1'*, *2—2'*, *3—3'*, *4—4'*, motorul realizează 72 pași la o rotație completă.

Prin combinații de număr de dinți și crestături se poate realiza teoretic orice număr de pași se dorește. În practică numărul de pași este însă limitat pe de o parte de cerințele procesului tehnologic, iar pe de altă parte din considerente de cuplu, mărirea numărului de pași duce evident la micșorarea valorii cuplului electromagnetic care asigură schimbarea poziției rotorului la comutația înfășurărilor statorice.

În continuare vom prezenta un singur tip de motor pas-cu-pas cu magneți permanenți pe rotor. O secțiune transversală prin acest motor este reprezentată în figura 8.29. Statorul este format din patru segmente, fiecare cu cîte 8 poli și cu cîte o înfășurare de comandă. Polii statorici ai celor patru segmente sînt unul în prelungirea celuilalt în lungul axului motorului. Cele patru înfășurări statorice sînt alimentate succesiv. Coaxial cu fiecare segment statoric se află cîte un segment rotoric cu 8 poli alternativi din magneți permanenți. Spre deosebire de stator segmentele rotorice sînt decalate uniform spațial, cum sugerează figura 8.30, cu un sfert din pasul polar al mașinii, adică cu $360°/4 \cdot 8 = 11{,}25°$. Segmentele rotorice sînt solidare cu arborele motorului. Dacă se alimentează înfășurarea primului segment statoric, atunci cei 18 poli ai săi se magnetizează devenind alternativ nord și sud. Sub influența acestui cîmp polii — magneți permanenți ai primului segment rotoric se deplasează odată cu rotorul pentru a lua poziția din figurile 8.29, 8.30.

Întrerupînd legătura cu sursa a înfășurării primului segment statoric și alimentînd înfășurarea celui de al doilea segment, noii poli statorici ocupă aceeași poziție ca mai înainte, dar ei interacționează cu polii-magneți permanenți ai celui de al doilea segment rotoric, care se află inițial decalați cu un sfert din pasul polar. Sub influența cuplului care apare, rotorul este de-

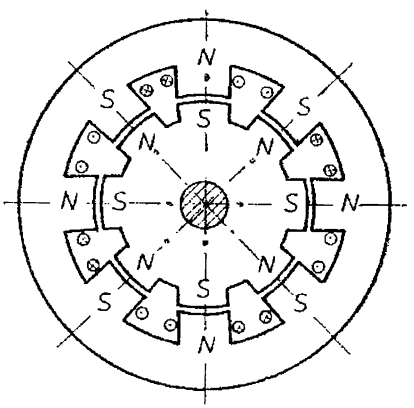


Fig. 8.29

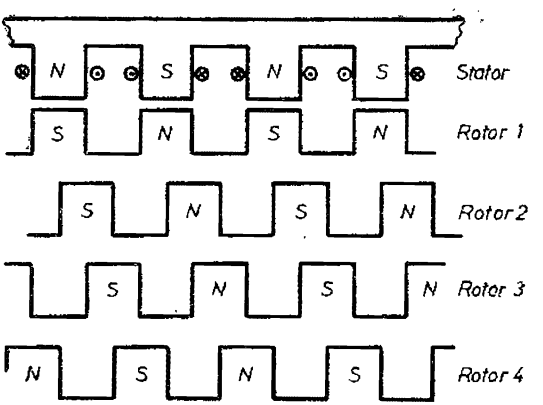


Fig. 8.30

plasat cu 11,25° și adus în poziția în care unui pol nord statoric i se opune un pol sud rotoric. Se alimentează apoi înfășurarea celui de-al treilea segment statoric, producîndu-se un nou pas de 11,25° al rotorului. În total, un asemenea motor poate realiza 32 pași la o rotație completă.

Motoarele pas-cu-pas de tip reactiv dezvoltă cupluri electromagnetice de sincronizare mai mici, dar pot fi utilizate la frecvențe de succesiune a pulsurilor de comandă de pînă la 2 000—3 000 Hz. Motoarele pas-cu-pas cu magneți permanenți pot ajunge pînă la 300—400 Hz. La cupluri rezistente mari, motoarele electrice pas-cu-pas se asociază cu amplificatoare hidraulice de cuplu.

Parametrii mai importanți ai motoarelor pas-cu-pas sînt:

— *pasul* exprimat în grade, exprimă valoarea unghiului de rotație realizat la primirea unui impuls de comandă;

— *cuplul critic* reprezintă cuplul maxim rezistent la care rotorul nu se pune în mișcare, o înfășurare de comandă fiind alimentată;

— *cuplul limită* se definește pentru o frecvență dată a pulsurilor de comandă ca fiind cuplul rezistent maxim la care motorul răspunde fără a ieși din sincronism cu pulsurile de comandă, fără a pierde pași;

— *frecvența maximă de pornire* reprezintă frecvența pulsurilor de comandă la pornire, pentru care motorul nu pierde pași;

— *frecvența maximă de oprire* se definește analog din condiția ca motorul să nu piardă pași la oprire.

Schema-bloc a sistemului de comandă a unui motor pas-cu-pas MPP este dată în figura 8.31, *a*. De la un generator electronic *GP* de pulsuri dreptunghiulare de frecvență variabilă, prin intermediul unui distribuitor *DP* de pulsuri și a unor amplificatoare *AE* de ieșire, se comandă dispozitivul de comutație *DC*. Acest dispozitiv este reprezentat schematic în figura 8.31, *b*. El folosește pentru comutația înfășurărilor de comandă tranzistoare de putere înseriate cu înfășurările. Această schemă prezintă însă un dezavantaj important în cazul cînd motorul este utilizat la frecvențe ridicate ale pulsu-

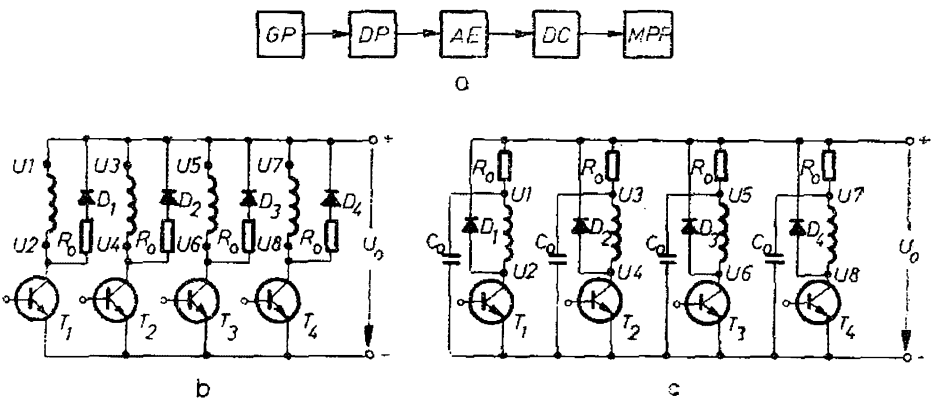


Fig. 8.31

rilor de comandă. Într-adevăr, la pulsuri dreptunghiulare ale tensiunii aplicate înfășurărilor (fig. 8.32, *a*), la frecvență joasă a pulsurilor, variația în timp a curentului *i* dintr-o înfășurare arată ca în figura 8.33, *b*, curentul prin înfășurare atingînd valoarea de regim staționar înainte de dispariția pulsului de tensiune, deoarece constanta de timp L/R a înfășurării este relativ mult mai mică decît durata pulsurilor. La frecvența mai ridicată (fig. 8.32, *c*) situația se schimbă, durata și perioada pulsurilor de tensiune devenind mai mici decît constanta de timp a înfășurării ; curentul nu mai atinge valoarea de regim staționar. La frecvențe ridicate pulsul de tensiune nu mai poate fi urmărit practic de curent (fig. 8.32, *d*). În consecință și cuplul electromagnetic scade simțitor, motorul putînd pierde sincronismul cu pulsurile de comandă.

Pentru a înlătura acest inconvenient și a mări domeniul de frecvență la care motorul poate funcționa, se utilizează schema din figura 8.31, *c*, în care fiecare înfășurare este însoțită de un circuit auxiliar R_0C_0. Alegînd în mod corespunzător valoarea capacității condensatorului C_0, se forțează creșterea curentului în înfășurare pe baza rezonanței dintre C_0 și inductivitatea L a înfășurării, curentul prezentînd variația în timp arătată cu linie plină în figura 8.33, în comparație cu variația înregistrată în cazul cînd nu se folosește circuitul auxiliar R_0C_0 (curba cu linie întreruptă).

Alteori se forțează creșterea mai rapidă a curentului în primele clipe ale conectării unei înfășurări printr-o sursă de tensiune mai ridicată, după care se revine la sursa de tensiune normală, sau se alimentează motorul de la o sursă de curent.

O caracteristică importantă a motorului pas-cu-pas este aceea a cuplului electromagnetic în funcție de unghiul θ de deviație a rotorului față de poziția de echilibru, în regim static (repaus), una din înfășurările de comandă fiind alimentată permanent. Acest cuplu este evident nul pentru poziția

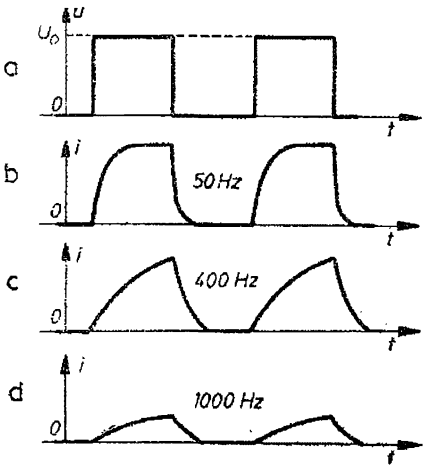


Fig. 8.32

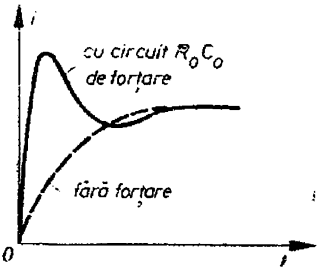


Fig. 8.33

de echilibru, $\theta = 0$, în raport cu polii înfășurării de comandă alimentate. Cînd încercăm să scoatem rotorul din această poziție, apare un cuplu electromagnetic care se opune. Acest cuplu crește la început cu deviația θ, atinge un maxim — *cuplul critic*, definit mai înainte, — și apoi scade la zero.

Această caracteristică unghiulară statică $M = f(\theta)$ permite a descrie mișcarea rotorului motorului pas-cu-pas (la frecvență redusă, cînd se poate aproxima caracteristica dinamică a cuplului cu cea statică). Să considerăm că motorul (de tipul celui din figura 8.28, pentru fixarea ideilor) antrenează o sarcină de cuplu rezistent M_s constant (fig. 8.34) și că este alimentată numai înfășurarea *1* (fig. 8.35, *a*). În repaus, cuplul activ M_1 dezvoltat de motor egalează cuplul rezistent M_s, în care caz se constată o deviație negativă θ_1, față de poziția de echilibru la cuplu rezistent nul (fig. 8.35, *a*), cînd $\theta = 0$. Punctul de funcționare este A_1 (fig. 8.34). Dacă acum se alimentează înfășurarea *2* (și se întrerupe alimentarea înfășurării *1*), apare un nou cuplu electromagnetic M_2 în momentul inițial (fig. 8.35, *b*), corespunzător punctului B de pe caracteristica unghiulară a înfășurării *2*, așa cum se arată în figura 8.34. Noua caracteristică este decalată față de cea corespunzătoare înfășurării *1* cu un pas θ_p al motorului.

Dacă cuplul activ inițial, corespunzător punctului B, depășește cuplul rezistent M_s, atunci motorul se pune în mișcare, realizează un pas θ_p și se oprește, punctul de funcționare fiind A_2, pentru care din nou $M_s = M_2$.

Condiția absolut necesară ca în momentul comutării curentului de pe înfășurarea *1* pe înfășurarea *2* cuplul nou activ dezvoltat de motor să depășească

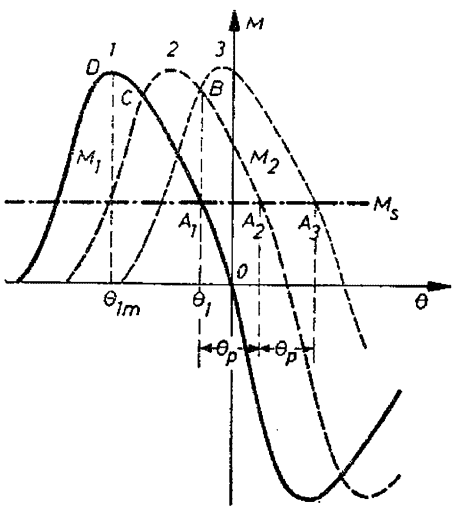


Fig. 8.34

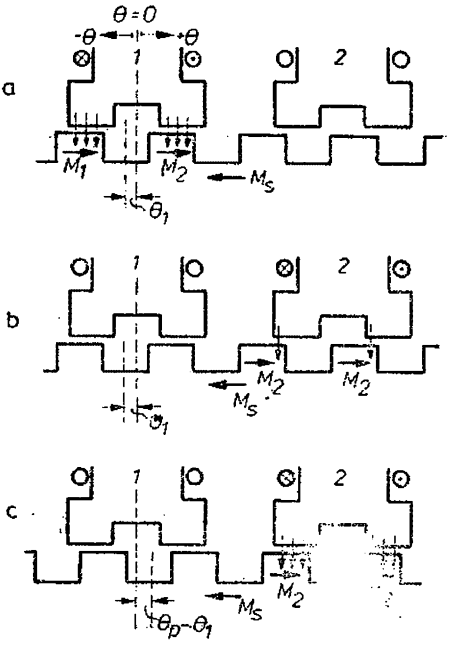


Fig. 8.35

cuplul rezistent este îndeplinită atît timp cît cuplul rezistent este mai mic decît cuplul corespunzător punctului C de intersecție a caracteristicilor unghiulare *1* și *2* (fig. 8.34). Dacă punctul A_1 se află pe caracteristica *1* la stînga punctului C, în momentul comutației cuplul corespunzător punctului B ar fi mai mic decît cuplul rezistent și pasul nu ar putea fi realizat.

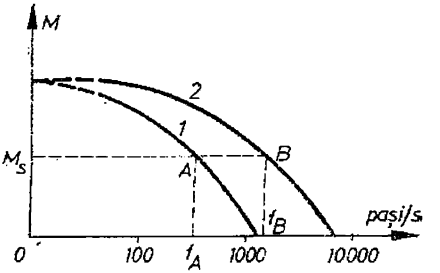


Fig. 8.36

Punctele A_1, A_2 corespund unei situații stabile din punctul de vedere al stabilității statice, dacă $\frac{dM}{d\theta} - \frac{dM_s}{d\theta} < 0$. Pentru tipurile uzuale de cupluri rezistente, condiția de stabilitate este îndeplinită cît timp punctul A_1 este situat pe porțiunea OD a caracteristicii unghiulare (fig. 8.34), adică $\theta_1 < \theta_{1m}$, unghiul θ_{1m} corespunzînd cuplului maxim, de unde rezultă și atributul de critic dat acestui cuplu. După cum s-a văzut însă, din alte considerente, porțiunea ce se poate utiliza din caracteristica unghiulară este numai OC.

O altă caracteristică interesantă este așa-numita *caracteristică dinamică* $M = f(\text{pași/s})$, adică cuplul dezvoltat în funcție de frecvența pașilor (fig. 8.36). Se pot defini pentru un motor dat două caracteristici, curba *1* corespunzătoare pornirii și intrării în sincronism și curba *2* corespunzătoare ieșirii din sincronism. La pornire, în funcție de cuplul rezistent M_s, motorul prezintă o frecvență f_A bine precizată (corespunzătoare punctului A) pentru care poate porni și intra în sincronism, fără a pierde nici un pas. Odată pornit frecvența pașilor poate fi crescută pînă la valoarea f_B, cînd sincronismul este pierdut. La frecvențe foarte joase motorul nu este utilizat (curbele caracteristice sînt întrerupte în figura 8.36 pentru această situație), din cauza oscilațiilor provocate de lipsa unei amortizări. La frecvențe mai ridicate amortizarea oscilațiilor este provocată chiar de t.e.m. induse din înfășurări prin mișcarea rapidă a rotorului.

8.8. Traductoare — Mașini electrice

8.8.1. Tahogeneratoare

Tahogeneratorul reprezintă un traductor viteză-tensiune. El este utilizat adesea în servomecanisme sau sisteme de măsură. În practică se întîlnesc tahogeneratoare de curent continuu și de curent alternativ. Cerințele de bază care trebuie îndeplinite de un tahogenerator sînt :

a) o dependență cît mai liniară între mărimea de ieșire-tensiune electrică și mărimea de intrare-viteză indiferent de curentul de sarcină debitat și de temperatura de funcționare ;

b) lipsa tensiunii la bornele tahogeneratorului atunci cînd acesta este în repaus, fiind în schimb excitat ;

c) înaltă precizie în amplitudine şi fază atunci cînd se foloseşte tahogeneratorul de curent alternativ ;

d) siguranţă în exploatare, greutate mică ;

e) lipsa paraziţilor sau zgomotului.

Tahogeneratorul de curent continuu nu prezintă în principiu deosebiri constructive faţă de generatoarele de curent continuu de mică putere de utilizare curentă. Tahogeneratoarele de curent continuu au ca poli de excitaţie magneţi permanenţi, în aşa fel încît pentru producerea cîmpului de excitaţie nu este nevoie de o înfăşurare de excitaţie şi de o sursă de alimentare. În plus, asemenea tahogeneratoare au un cîmp magnetic de excitaţie care nu este practic influenţat de variaţiile de temperatură.

Precizia caracteristicii tahogeneratorului, $U = f(n)$, depinde de o serie de factori pe care îi vom prezenta în cele ce urmează. Pentru aceasta vom recurge la relaţia cunoscută :

$$U = E_\mu - R_A I_A - \Delta U_p,$$

în care U reprezintă tensiunea la bornele tahogeneratorului, E_μ este tensiunea electromotoare în sarcină, R_A rezistenţa înfăşurării rotorice, I_A curentul rotoric, iar ΔU_p este căderea de tensiune la perii.

La mersul în gol, tensiunea la bornele tahogeneratorului este egală cu tensiunea electromotoare datorită cîmpului magnetic de excitaţie E_0, a cărui expresie este cunoscută :

$$E_0 = k_E \Phi_E \Omega,$$

mărimile care intervin în această expresie avînd semnificaţia cunoscută. Evident, la mersul în gol, dependenţa între tensiunea la borne şi viteza de rotaţie este strict liniară.

Cum de obicei interesează eroarea relativă a tahogeneratorului, la mersul în sarcină faţă de mersul în gol, definită prin

$$\Delta U = \frac{E_0 - U}{E_0},$$

relaţiile de mai sus permit evidenţierea factorilor care provoacă această eroare cu condiţia să considerăm că reacţia indusului provoacă o cădere de tensiune proporţională cu curentul I_A, adică

$$E_\mu = E_0 - C'\Omega I_A,$$

În consecinţă,

$$\Delta U = \frac{E_0 - U}{E_0} = \frac{R_A I_A + C'\Omega I_A + \Delta U_p}{U + R_A I_A + C'\Omega I_A + \Delta U_p},$$

sau, ţinînd seama că $U = RI_A$, R fiind rezistenţa de sarcină şi împărţind prin I_A,

$$\Delta U = \frac{R_A + C'\Omega + \Delta U_p / I_A}{R + R_A + C'\Omega + \Delta U_p / I_A}.$$

Această ultimă expresie arată că un element important al erorii relative este căderea de tensiune la perii. Cum rezistența de sarcină R este relativ mare față de rezistența echivalentă a contactului perie-colector, $\Delta U_p/I_A$, rezultă că, pentru a obține o eroare mică, trebuie utilizate perii speciale cu cădere de tensiune cît mai mică. Uneori se ajunge chiar a se folosi perii metalice, îndeosebi la tahogeneratoarele de tensiune relativ mică (24 V).

În continuare, făcînd abstracție de căderea de tensiune la perii, rezultă :

$$\Delta U = \frac{1}{1 + R/(R_A + C'\Omega)},$$

din care se pot trage următoarele concluzii spre a obține o eroare mică :

— rezistența R de sarcină trebuie să fie cît mai mare ;

— rezistența R_A a înfășurării indusului trebuie să fie cît mai mică ;

— eroarea este cu atît mai mică cu cît tahogeneratorul este antrenat la viteze de rotație Ω mai mici, ceea ce impune, în general, o antrenare la viteză mai redusă decît viteza măsurată (un reductor de viteză), deși la viteză mică și tensiunea U este mai mică, iar influența termenului ΔU_p crește.

Așadar, tahogeneratorul impune totuși o construcție specială față de generatorul de curent continuu de mică putere și utilizare curentă.

Tahogeneratorul de curent continuu mai prezintă dezavantajul de a fi un generator de semnale parazite (datorită comutației și faptului că tensiunea generată nu este perfect continuă) și de a prezenta unele dificultăți în exploatare legate de întreținerea sistemului perii-colector (schimbarea periilor uzate, curățirea colectorului, restrunjirea colectorului pe măsura creșterii uzurii). În același timp, trebuie să subliniem faptul că tahogeneratorul de curent continuu nu introduce erori de fază, proprii numai tahogeneratoarelor de curent alternativ.

În fine, tahogeneratorul cu magneți permanenți prezintă dezavantajul îmbătrînirii magneților, adică al micșorării în timp a cîmpului magnetic, de excitație, ceea ce impune reetalonarea tahogeneratorului.

Valoarea erorii relative a tahogeneratorului de curent continuu cu magneți permanenți conduce la stabilirea a două clase de precizie :

— clasa I, cu eroare relativă $\pm 0{,}5\%$ și eroare medie datorită variației temperaturii la sarcină nominală de 0,08%,

— clasa a II-a, cu eroare $\pm 0{,}8\%$ și eroare datorită variației de temperatură de 0,1%.

Tahogeneratorul sincron are o construcție asemănătoare generatorului sincron monofazat de mică putere de utilizare curentă. Rotorul are de obicei poli aparenți formați din magneți permanenți. Dacă rotorul este antrenat de arborele a cărui viteză dorim să fie măsurată și tradusă în ten-

siune, atunci rotorul produce un cîmp învîrtitor, care induce în înfășurarea monofazată a statorului o tensiune electromotoare sinusoidală, a cărei valoare efectivă este:

$$E_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} p\Omega w k_w \Phi_{Em},$$

iar a cărei frecvență este $f = p\Omega/2\pi$.

După cum se remarcă imediat, tensiunea electromotoare are atît amplitudinea cît și frecvența funcție de viteza de rotație măsurată. De acest fapt este legată o mare deficiență a tahogeneratorului sincron, și anume: căderea de tensiune la borne în sarcină este funcție de viteza măsurată, așa încît caracteristica $U = f(\Omega)$ este neliniară. Într-adevăr, dat fiind faptul că, în general, tahogeneratorul debitează pe o sarcină inductivă de parametri R și L constanți, impedanța de sarcină $Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$ este funcție de frecvența t.e.m. E_0, deci de viteza Ω. În consecință, curentul i debitat de tahogenerator este ca amplitudine și fază o funcție de viteza Ω, prin intermediul pulsației $\omega = p\Omega$:

$$i = \frac{E_0}{\sqrt{(R + R_t)^2 + \omega^2 (L + L_t)^2}} \cos(\omega t - \varphi),$$

în care:

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{\omega(L + L_t)}{R + R_t},$$

R_t și L_t fiind parametrii înfășurării monofazate a tahogeneratorului. Căderea de tensiune internă, în înfășurarea monofazată, va fi deci funcție de Ω. Tensiunea la ieșirea tahogeneratorului va fi, prin urmare, o funcție mai complicată de Ω decît o funcție liniară.

Dată fiind neliniaritatea evidentă, acest tahogenerator este utilizat numai ca aparat de măsură și nu are aplicație în servomecanisme.

Tahogeneratorul cu rotorul în formă de pahar are o construcție cu totul asemănătoare cu servomotorul cu aceeași formă de rotor (fig. 8.12). Una din înfășurările statorice este alimentată de la o sursă monofazată de tensiune constantă. Cealaltă înfășurare reprezintă înfășurarea de ieșire a tahogeneratorului, la bornele căreia se obține o tensiune practic proporțională cu viteza Ω de antrenare.

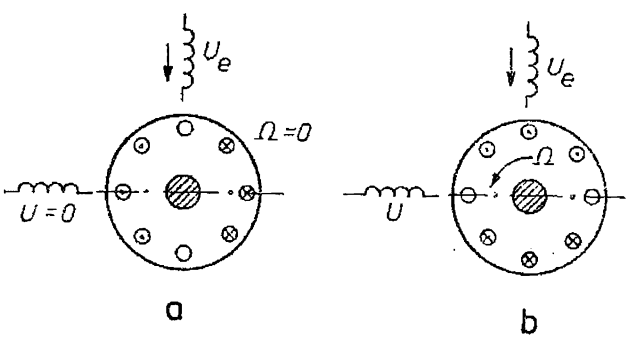


Fig. 8.37

Principiul de funcționare a acestui tip de tahogenerator se poate explica, presupunînd că rotorul în formă de pahar din material conductor ar fi înlocuit printr-un rotor în formă de colivie de veveriță (fig. 8.37).

În cazul cînd rotorul este în repaus, deci $\Omega = 0$, atunci cîmpul pulsatoriu fix, cu repartiție practic sinusoidală în spațiu și variația sinusoidală în timp, produs de înfășurarea statorică de excitație, cîmp avînd ca axă de simetrie axa acestei înfășurări, induce la barele rotorice tensiuni electromotoare, care au la un moment dat sensurile din figura 8.37, *a*. Dat fiind faptul că barele sînt scurtcircuitate prin inele frontale, ele vor fi străbătute de curenți sinusoidali în timp, care la un moment dat pot avea aceleași sensuri din figura 8.37, *a*, sensuri care se schimbă după o jumătate de perioadă. Oricare ar fi sensurile curenților, este clar că cîmpul magnetic produs de curenții rotorici va fi tot un cîmp pulsatoriu fix, avînd ca axă de simetrie tot axa înfășurării de excitație. Un asemenea cîmp nu poate induce nimic într-o înfășurare situată în cvadratură spațială cu înfășurarea de excitație.

Să presupunem acum că rotorul este învîrtit cu viteza Ω. Cîmpul de excitație își păstrează aceleași caracteristici. În barele rotorului se induc t.e.m., datorită pulsației cîmpului de excitație, la fel ca mai înainte, efectul acestor t.e.m. fiind nul, pentru înfășurarea de ieșire. Dar de data aceasta, barele se rotesc în cîmpul magnetic de excitație și sînt sediul și a unor tensiuni t.e.m. induse prin rotație (fig. 8.37, *b*). La un moment dat, cînd sensul cîmpului de excitație este ca în figura 8.37, *b*, sensul t.e.m. induse prin rotație în diferitele bare rotorice diferă față de sensul t.e.m. induse prin pulsație (sensul t.e.m. induse într-o bară prin rotație se află prin regula cunoscută: sensul t.e.m. coincide cu sensul vectorului $\bar{v} \times \bar{B}$). Curenții barelor rotorice produși de t.e.m. de rotație vor produce tot un cîmp pulsatoriu fix, a cărui axă de simetrie va fi în cvadratură spațială cu axa cîmpului de excitație, adică va coincide cu axa înfășurării de ieșire a tahogeneratorului. Cîmpul magnetic produs de acești curenți va induce o t.e.m. în această înfășurare de ieșire.

Această t.e.m. este proporțională practic cu viteza de rotație a rotorului. Într-adevăr, t.e.m. induse în diferitele bare sînt proporționale cu viteza periferică v a rotorului, deci cu viteza de rotație Ω. Frecvența acestor t.e.m. este dată de pulsația cîmpului de excitație, deci este aceeași cu a tensiunii de excitație. Curenții din bare au aceeași frecvență și amplitudinile lor sînt, de asemenea, proporționale cu viteza Ω. Cîmpul magnetic produs de acești curenți pulsează cu aceeași frecvență ca și cîmpul magnetic de excitație, ar amplitudinea sa este proporțională cu viteza Ω. În consecință, t.e.m. indusă în înfășurarea de ieșire a tahogeneratorului are aceeași frecvență cu tensiunea de excitație (de notat că această frecvență este independentă de viteza de rotație) și o amplitudine proporțională cu viteza de rotație Ω.

Așadar, tensiunea electromotoare de ieșire a tahogeneratorului cu rotorul în formă de pahar are frecvență constantă și este „modulată" de viteza de rotație Ω.

Dacă circuitul de ieșire al tahogeneratorului este închis, atunci tensiunea la ieșire diferă de t.e.m. datorită căderilor de tensiune în înfășurarea de ieșire. Această tensiune nu mai este deci strict proporțională cu viteza Ω și prezintă și o anumită diferență de fază față de tensiunea de excitație.

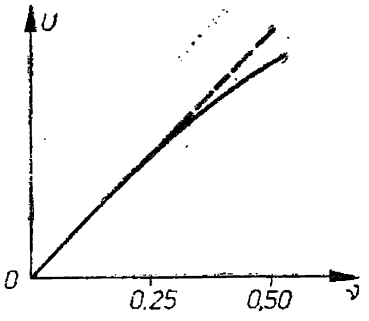


Fig. 8.38

Se poate arăta că tensiunea la bornele de ieșire U este funcție de viteza relativă (raportată la viteza de sincronism a mașinii):

$$U = \frac{A}{B + Cv^2},$$

această funcție fiind neliniară (A, B, C sînt niște constante constructive) (fig. 8.38).

Se poate remarca imediat că dacă viteza relativă v este mică, atunci tensiunea U variază practic liniar în funcție de v. Acesta este motivul pentru care, pentru a măsura viteza de ordinul 0—3 000 rot/min, se utilizează tahogeneratoare cu rotor în formă de pahar cu 2 poli și pentru frecvență $f = 400—500$ Hz. În acest caz, chiar cînd $n = 3\,000$ rot/min, viteza relativă v nu depășește 0,10 și se poate neglija termenul în v^2.

Bineînțeles, constructorul ia unele măsuri constructive și pentru micșorarea erorii de fază.

Tahogeneratorul cu rotorul în formă de pahar este utilizat pe scară largă în servomecanisme, dată fiind eroarea sa foarte mică (care poate coborî și pînă la 0,1%) și liniaritatea caracteristicii $U = f(\Omega)$.

8.8.2. Selsinele

În unele sisteme automate de poziționare unghiulară se întîlnește ca element important selsinele. De fapt, selsinele nu au legătură cu mașinile electrice decît prin elementele sale constructive, căci în sistemele amintite ele au rol de comparator și traductor de poziție (unghi).

Înainte de a prezenta elementele constructive ale selsinului, vom reda schema-bloc a unui sistem automat de poziționare (fig. 8.39), în care mărimea de ieșire este o poziție (unghi, de exemplu) și în care puterea ce intervine în joc este mult mai mare decît a selsinurilor utilizate, așa cum se întîmplă în cazul sistemelor automate de la strungurile de copiat, de la comanda cîrmei unei nave aeriene sau maritime, de la instalațiile de radiolocație (radar) sau de la mașinile textile sau din industria hîrtiei.

La postul de comandă PC se impune o anumită deviație unghiulară a sarcinii S, de exemplu, cîrma unei nave. Printr-un sistem mecanic, unghiul

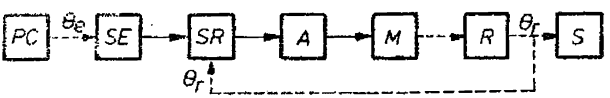


Fig. 8.39

comandat este transmis rotorului unui selsin emițător *SE*, alimentat de la o rețea electrică monofazată. La bornele de ieșire ale acestui selsin se obține un semnal electric (o tensiune), funcție de deviația unghiulară a postului de comandă. Semnalul acesta este aplicat unui selsin receptor *SR*, situat în imediata apropiere a postului de recepție, prin intermediul unei linii electrice. Selsinul receptor dezvoltă la ieșire un semnal electric funcție de unghiul de dezacord dintre axul sarcinii și cel de comandă, adică funcție de abaterea sistemului automat, fiindcă schema funcțională prevede existența unei reacții mecanice negative, între postul de recepție și rotorul selsinului receptor (în cazul cel mai simplu, rotorul selsinului receptor este cuplat mecanic cu axul sarcinii). Dacă sarcina (cîrma) se află exact în poziția comandată de postul de comandă (timona), unghiul de dezacord între cele două posturi este nul și odată cu el și semnalul electric de la ieșirea selsinului receptor. Dacă unghiul de dezacord este diferit de zero, atunci și semnalul electric de la ieșirea selsinului receptor este diferit de zero, dar el este prea slab pentru a putea pune în mișcare motorul *M*, care acționează sarcina. De aceea, schema funcțională este prevăzută și cu un amplificator de putere *A*, la a cărui intrare se aplică semnalul electric slab al selsinului receptor și care dezvoltă la ieșire un semnal proporțional, suficient de puternic pentru a pune în mișcare motorul *M*. Acesta, la rîndul lui, prin intermediul unui reductor *R*, acționează asupra postului de recepție în sensul anulării unghiului de dezacord, adică al realizării comenzii date la postul de comandă.

Schema funcțională descrisă mai sus este economică, întrucît utilizează selsine de mică putere, o linie electrică de legătură, de asemenea, de mică putere, deci cu pierderi cu totul reduse în raport cu puterea necesară acționării postului de recepție. Ea înlocuiește cu succes transmisia mecanică directă, care pentru distanțe mari ridică serioase probleme.

Selsinul diferențial este întîlnit, de asemenea, în sistemele automate, cînd postul de recepție trebuie să reacționeze nu numai la semnalul de comandă emis de postul de comandă, ci și la un semnal suplimentar, de obicei de corecție, cele două semnale adunîndu-se sau scăzîndu-se după caz.

Schema-bloc se modifică cum se arată în figura 8.40.

Un selsin emițător *SE*, al cărui rotor este acționat de postul de comandă *PC*, emite un semnal electric (funcție de unghiul de comandă) care se aplică la intrarea selsinului diferențial *SD*. Rotorul acestuia este deplasat cu un unghi impus de semnalul de corecție, iar semnalul electric de la ieșirea selsi-

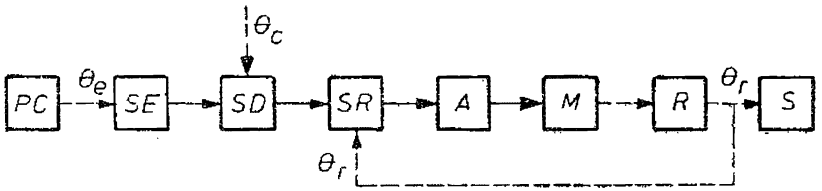


Fig. 8.40

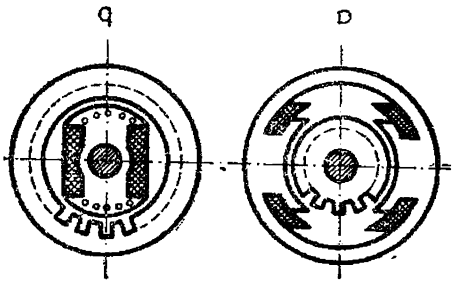


Fig. 8.41

nului diferențial *SD* este funcție de suma sau diferența semnalelor de comandă, respectiv de corecție. Acest semnal se aplică unui selsin receptor *SR*. În rest, schema funcționează ca în cazul regimului de transformator.

Din punct de vedere constructiv, selsinul, are, ca orice mașină electrică, două armături una reprezintă rotorul, iar cealaltă statorul (fig. 8.41). Armăturile sînt realizate în tole de oțel electrotehnic. Una din armăturile selsinului indicator sau transformator posedă o înfășurare monofazată și poate fi realizată sub formă de armătură de poli aparenți sau poli înecați, iar cealaltă armătură este cilindrică, avînd o înfășurare trifazată. Pentru micșorarea nesimetriei magnetice, tolele armăturii cilindrice exterioare sînt rotite unele față de altele. În plus, crestăturile armăturii cilindrice în care se plasează înfășurarea trifazată sau piesele polare sînt înclinate în raport cu axul rotoric, pentru a se micșora influența armonicelor de cîmp magnetic datorite dinților. De regulă, selsinul are doi poli.

Selsinele, care au înfășurarea trifazată (denumită curent *înfășurare de sincronizare*) pe rotor (fig. 8.41, *a*) sînt prevăzute cu trei inele de contact și un sistem de trei perii. Bineînțeles că selsinele care au înfășurarea monofazată pe rotor (fig. 8.41, *b*) au numai două inele de contact și un sistem de două perii. Selsinele construite după prima variantă cu trei inele de contact au evident frecări mecanice mai mari, ceea ce conduce la mărirea erorilor în funcționare și sînt mai puțin sigure în exploatare. Într-adevăr, datorită contactului nesigur dintre inelul de contact și perie, rezistența de contact este variabilă, iar la unghiuri mici de dezacord, cînd intervin tensiuni electrice foarte mici în circuitele de sincronizare, se pot înregistra serioase deficiențe funcționale. De aceea, această variantă constructivă este mai rar întîlnită.

Selsinele construite după varianta a doua prezintă și ele un dezavantaj. De obicei, înfășurarea monofazată este conectată permanent, fiind străbătută de curentul de excitație al selsinului. Această înfășurare fiind pe rotor are condiții mai dificile de răcire, fapt pentru care are drept consecință creșterea dimensiunilor mașinii.

Înfășurările de fază trebuie să se bucure de o simetrie perfectă geometrică și electrică. Rezistențele lor trebuie să fie identice. Înfășurările de fază se leagă, de obicei, în stea.

Inelele de contact sînt realizate din argint și nichel, iar periile din bandă de argint. Suprafețele de contact se șlefuiesc cu cea mai mare grijă pînă la luciul de oglindă în scopul micșorării frecărilor. Dacă rotorul selsinului are un domeniu limitat de rotație, atunci capetele înfășurării rotorice pot fi legate de bornele exterioare prin conductoare elastice (fără a prevedea contacte alunecătoare).

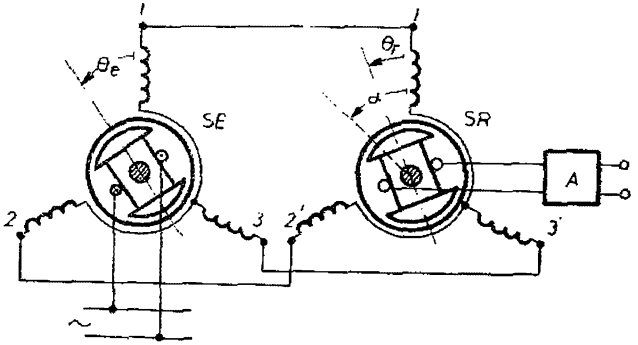


Fig. 8.42

Selsinul emiţător şi cel receptor lucrează în condiţii diferite. Selsinul emiţător este fixat ca poziţie prin mecanismul de comandă care posedă o mare inerţie şi un mare cuplu de frecări. De aceea, unele oscilaţii ale curentului de alimentare nu au drept rezultat apariţia unor vibraţii sau oscilaţii mecanice ale rotorului său. Selsinul receptor, care lucrează în regim de indicator, acţionează un dispozitiv de foarte mică inerţie şi cu frecări neînsemnate (acul unui aparat indicator, de exemplu). De aceea, rotorul selsinului receptor în acest regim poate foarte uşor intra în oscilaţii, vibraţii. Pentru a elimina parţial aceste oscilaţii cu totul neplăcute, selsinul receptor este prevăzut cu bare de amortizare (în genul celor utilizate la maşinile sincrone, de fapt colivii de veveriţă) plasate în piesele polare. Aşadar, selsinele receptoare pot fi utilizate ca selsine emiţătoare, dar nu invers. Selsinele receptoare de mică putere nu au uneori bare amortizoare, deoarece frecările acestora sînt relativ importante.

În figura 8.42 este prezentată schema de conexiuni a celor două selsine care funcţionează în sistem automat de poziţionare, primul fiind emiţător şi al doilea receptor.

Înfăşurarea monofazată (de excitaţie) a selsinului emiţător este alimentată de la o reţea electrică monofazată, curentul absorbit fiind $i_0 = I_{0m} \sin \omega t$. Cele trei înfăşurări de fază ale selsinului emiţător sînt legate de înfăşurările de fază corespunzătoare ale selsinului receptor. Înfăşurarea monofazată a selsinului receptor este legată în mod normal la bornele de intrare ale unui amplificator de putere (electronic). Vom presupune în cele ce urmează că înfăşurările de sincronizare sînt plasate pe stator, iar înfăşurarea monofazată pe rotor. Rotorul selsinului receptor este presupus blocat, în timp ce rotorul selsinului emiţător este mobil, axul său primind unghiul de comandă θ_e.

Sînt posibile două regimuri ale selsinului receptor : de mers în gol şi în sarcină. Dacă selsinul receptor are la ieşire un amplificator electronic, atunci cele două regimuri practic se confundă, deoarece impedanţa de intrare a amplificatorului este foarte mare, şi deci curentul de sarcină a selsinului foarte mic. În acest caz, principiul de funcţionare al selsinelor în regim de traductor este mai simplu de expus, dată fiind neglijarea reacţiei indusurilor.

Tot pentru a simplifica prezentarea principiului de funcționare vom presupune că întrefierul selsinului este constant.

Înfășurarea monofazată a selsinului emițător străbătută de curentul i_0 produce un cîmp magnetic sinusoidal în timp și în spațiu (armonica fundamentală).

Dacă rotorul selsinului emițător este deviat cu unghiul θ_e în raport cu axa înfășurării statorice de referință (înfășurarea *1* în figura 8.42), atunci în înfășurările de sincronizare se induc tensiunile electromotoare:

$$e_{e1} = -E_m \cos \omega t \cos \theta_e;$$

$$e_{e2} = -E_m \cos \omega t \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$e_{e3} = -E_m \cos \omega t \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Aceste tensiuni electromotoare produc curenți în înfășurările statorice ale selsinului:

$$i_1 = -I_m \cos(\omega t - \varphi) \cos \theta_e;$$

$$i_2 = -I_m \cos(\omega t - \varphi) \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$i_3 = -I_m \cos(\omega t - \varphi) \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Acești curenți străbat și înfășurările de sincronizare ale selsinului receptor (în sens invers față de înfășurările corespunzătoare ale selsinului emițător), producînd cîmpuri magnetice cu repartiție sinusoidală în spațiu (dacă ne referim numai la prima armonică) și variație sinusoidală în timp:

$$B_{r1} = +B_m \cos(\omega t - \varphi) \cos \theta_e \cos(\alpha + \theta_r);$$

$$B_{r2} = +B_m \cos(\omega t - \varphi) \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha + \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$B_{r3} = +B_m \cos(\omega t - \varphi) \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha + \theta_r - \frac{4\pi}{3}\right),$$

în care θ_r reprezintă unghiul de decalaj dintre axa înfășurării statorice de referință și axa rotorului selsinului receptor, iar α, coordonata unui punct oarecare la periferia interioară a statorului contată din axa rotorului.

Cîmpul magnetic rezultant se poate calcula aplicînd procedeul cunoscut (cu $\theta = \theta_e - \theta_r$ unghiul de dezacord):

$$B_r = +\frac{3}{2} B_m \cos(\omega t - \varphi) \cos(\alpha - \theta).$$

El are următoarele componente:

— componenta longitudinală

$$B_{rd} = +\frac{3}{2} B_m \cos(\omega t - \varphi) \cos \theta \cos \alpha;$$

— componenta transversală

$$B_{rq} = +\frac{3}{2} B_m \cos(\omega t - \varphi) \sin \theta \sin \alpha.$$

Componenta longitudinală a cîmpului magnetic rezultant produce un flux fascicular

$$\Phi_d = \Phi_{dm} \cos(\omega t - \varphi) \cos \theta$$

prin spirele înfășurării monofazate a rotorului. Acest flux fiind variabil în timp induce o tensiune electromotoare

$$e_r = -E_{rm} \sin(\omega t - \varphi) \cos \theta,$$

care se exteriorizează printr-o tensiune la borne egală în cazul funcționării în gol a înfășurării monofazate. Așadar, componenta longitudinală a cîmpului magnetic rezultant al înfășurării trifazate a selsinului receptor, fluxul longitudinal și tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea de ieșire nu depind de unghiurile θ_e și θ_r, ci numai de unghiul de dezacord θ dintre rotoarele celor două selsinuri. Tensiunea electromotoare e_r este o funcție cosinusoidală de unghiul θ. Această funcție — o cosinusoidă — nu se pretează cerințelor unui sistem de urmărire. Într-adevăr, această tensiune electromotoare se aplică la intrarea amplificatorului de putere (fig. 8.42), care alimentează un motor, care la rîndul lui pune în mișcare în sensul necesar postul receptor. Evident că, atunci cînd $\theta_e = \theta_r$, adică $\theta = 0$, semnalul aplicat la intrarea amplificatorului trebuie să se anuleze, pentru ca motorul să înceteze să funcționeze. Or, funcția cos θ nu se anulează pentru $\theta = 0$.

Există însă o posibilitate de a schimba convenabil, această funcție. Dacă înfășurarea monofazată este decalată de la început cu unghiul $\frac{\pi}{2}$ față de poziția inițială, adică între axa rotorului și axa înfășurării de referință există unghiul $\theta_r - \frac{\pi}{2}$, atunci tensiunea electromotoare indusă va fi

$$e_r = E_{rm} \sin(\omega t - \varphi) \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) = E_{rm} \sin(\omega t - \varphi) \sin \theta.$$

Funcția sin θ corespunde cerințelor sistemelor de urmărire, ea asigură chiar, pentru unghiuri mici de dezacord, un semnal de ieșire care variază liniar funcție de unghiul θ.

Funcționarea selsinelor în regim de transformator se poate caracteriza prin cîțiva parametri. Astfel, se poate defini o *tensiune specifică de ieșire* sau *tensiune unitară* $\left(\frac{dE_r}{d\theta}\right)_{\theta=0}$, care nu reprezintă altceva decît panta tangentei

în origine a funcției $E_r = f(\theta)$, E_r fiind valoarea efectivă a tensiunii electromotoare induse în înfășurarea monofazată. Cu cît tensiunea unitară de ieșire este mai mare, cu atît sistemul de selsinuri funcționează mai precis. De obicei tensiunea unitară are valori de ordinul 0,5—1,5 V/grad.

Un alt parametru funcțional important este *puterea specifică* sau *unitară de ieșire* care reprezintă puterea corespunzătoare unui unghi de dezacord de un grad între selsinuri. Valoarea minimă a puterii unitare este impusă de amplificatorul de putere conectat la bornele înfășurării monofazate a selsinului receptor, știut fiind că amplificatorul începe să funcționeze numai dacă semnalul de intrare are o anumită putere.

Trebuie, de asemenea, precizate că, datorită imperfecțiunilor constructive ale selsinelor, în cazul cînd $\theta = 0$, la bornele de ieșire ale selsinului receptor tensiunea nu este nulă. Această *tensiune remanentă* constituie o sursă de erori a sistemului de urmărire, putînd provoca intrarea în funcțiune a amplificatorului de putere fără ca sistemul să fi primit vreo comandă. De obicei, la selsinele de bună fabricație tensiunea remanentă este 0,2—0,5 V.

Interesează în practică și caracteristicile $P_0 = f(\theta)$ și $I_0 = f(\theta)$, în care P_0 reprezintă puterea activă, respectiv curentul absorbit de înfășurarea monofazată a selsinului emițător. Pentru a nu depăși încălzirea admisibilă a acestei înfășurări se indică întotdeauna valoarea maximă admisibilă a curentului I_0.

În unele selsinuri apare necesitatea introducerii unei corecții unghiulare θ_c la unghiul de comandă θ_e. În aceste cazuri se utilizează pe lîngă selsinul emițător și selsinul receptor și un selsin de construcție specială — selsinul diferențial. În figura 8.43 este prezentată conexiunea selsinului diferențial în sistem.

Selsinul diferențial are două înfășurări trifazate: una statorică și una rotorică. Rotorul selsinului diferențial este rotit cu unghiul de corecție θ_c (unghiul fiind contat între axele celor două înfășurări omoloage, una statorică, iar cealaltă rotorică).

Să presupunem că selsinul emițător *SE* este alimentat prin intermediul înfășurării monofazate cu curentul $i_0 = I_{0m} \sin \omega t$. Acest curent produce un

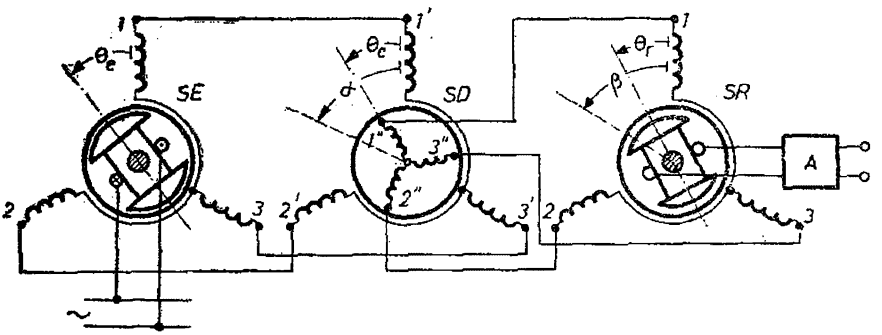


Fig. 8.43

cîmp magnetic cu variația sinusoidală în timp și spațiu (dacă ne referim numai la armonica fundamentală). Acest cîmp magnetic induce în cele trei înfășurări de fază statorice tensiuni electromotoare:

$$e_{e1} = -E_m \cos \omega t \cos \theta_e ;$$

$$e_{e2} = -E_m \cos \omega t \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$e_{e3} = -E_m \cos \omega t \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Aceste tensiuni electromotoare fac să circule curenți între înfășurarea statorică a selsinului emițător și înfășurarea statorică a selsinului diferențial:

$$i_{e1} = -I_m \cos(\omega t - \varphi) \cos \theta_e ;$$

$$i_{e2} = -I_m(\omega t - \varphi)\cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$i_{e3} = -I_m \cos(\omega t - \varphi) \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Parcurgînd înfășurările de fază ale selsinului diferențial în sens invers sensului de parcurgere a înfășurărilor de fază ale selsinului emițător, acești curenți produc următoarele cîmpuri magnetice:

$$B_{D1} = B_{Dm} \cos(\omega t - \varphi) \cos \theta_e \cos \alpha ;$$

$$B_{D2} = B_{Dm} \cos(\omega t - \varphi) \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$B_{D3} = B_{Dm} \cos(\omega t - \varphi) \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right);$$

unghiul α avînd semnificația din figura 8.43, axa de referință spațială fiind axa înfășurării $1'$.

Cîmpul magnetic rezultant în selsinul diferențial va fi

$$B_D = \frac{3}{2} B_{Dm} \cos(\omega t - \varphi) \cos(\alpha - \theta_e).$$

Acest cîmp magnetic induce în înfășurările de fază rotorice ale selsinului diferențial, atunci cînd rotorul este decalat în sensul lui θ_e cu unghiul de corecție θ_c, următoarele tensiuni electromotoare:

$$e_{D1} = -E_{Dm} \sin(\omega t - \varphi) \cos(\theta_e - \theta_c) ;$$

$$e_{D2} = -E_{Dm} \sin(\omega t - \varphi) \cos\left(\theta_e - \theta_c - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$e_{D3} = -E_{Dm} \sin(\omega t - \varphi) \cos\left(\theta_e - \theta_c - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Mai departe situația este similară cu cea prezentată la selsinele în regim transformator, cu înlocuirea unghiului θ, prin $\theta_e - \theta_c$. Într-adevăr, aceste tensiuni electromotoare produc curenți prin fazele rotorice ale selsinului diferențial și fazele statorice ale selsinului receptor. Acești curenți dau în selsinul receptor un cîmp magnetic rezultant

$$B_r = \frac{3}{2} B_{rm} \sin(\omega t - \varphi') \cos(\beta - \theta),$$

în care β reprezintă coordonata unghiulară a unui punct la periferia interioară a selsinului receptor, unghi cotat din axa înfășurării *1*, iar $\theta = (\theta_e - \theta_c) - \theta_r$ reprezintă unghiul de dezacord între axa rotorului selsinului receptor și axa corectată a rotorului selsinului emițător.

Dacă unghiul de corecție θ_c avea semn contrar, atunci rezultă $\theta = (\theta_e + \theta_c) - \theta_r$.

Tensiunea la ieșirea (înfășurarea monofazată) selsinului receptor, indusă de cîmpul magnetic corespunzător componentei longitudinale B_{rd} a cîmpului magnetic B_r, va fi

$$e_r = E_{rm} \cos(\omega t - \varphi') \cos \theta =$$

$$= E_{rm} \cos(\omega t - \varphi') \cos(\theta_e \pm \theta_c - \theta_r).$$

Precizăm că în tot calculul de mai sus s-a neglijat reacția indusului în scopul simplificării expunerii principiului de funcționare al schemelor utilizînd selsine diferențiale.

Așadar, cu ajutorul selsinelor diferențiale se pot însuma sau scădea în regim static două unghiuri, iar în regim dinamic se pot aduna sau scădea două viteze unghiulare.

În încheierea acestui paragraf, vom menționa că în unele cazuri poate apărea necesitatea funcționării în paralel a mai multor selsine receptoare alimentate de un singur selsin emițător. Numărul de selsine receptoare în paralel depinde de puterea selsinului emițător. Pentru o bună funcționare în paralel a selsinelor receptoare acestea trebuie să fie de același tip, de aceeași clasă de precizie și identic încărcate.

Selsinele cu inele de contact și perii prezintă o serie de dezavantaje: necesită un cuplu mai ridicat pentru a învinge și cuplul de frecări perii-inele, cer o îngrijire atentă dată fiind înrăutățirea în timp a suprafeței de contact și datorită scînteierilor.

De aceea, încă de multă vreme, s-a pus problema realizării unui selsin fără contacte alunecătoare.

În figura 8.44 se prezintă schematic un asemenea selsin, format din două părți constructive distincte selsinul propriu-zis și un transformator. Selsinul propriu-zis nu diferă cu nimic de cel prezentat anterior, el are cele trei înfășurări de sincronizare pe stator, iar pe rotor înfășurarea de excitație. Transformatorul este format din două înfășurări cilindrice coaxiale cu arborele mașinii, pe stator fiind înfășurarea primară alimentată de la o sursă

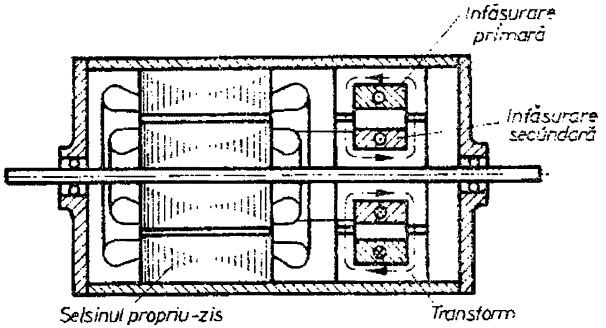


Fig. 8.44

monofazată, iar pe rotor înfășurarea secundară care debitează pe înfășurarea de excitație a selsinului, nemaifiind nevoie de legături prin inele de contact și perii. Fluxul transformatorului se închide ca în figura 8.44 (linia întreruptă). Cînd rotorul se învîrtește inducția mutuală a celor două înfășurări ale transformatorului nu se modifică, dat fiind simetria cilindrică a circuitului magnetic. Evident, un asemenea selsin are nevoie de o putere mai mare de excitație, deoarece transmisia energiei se face de două ori printr-un întrefier, o dată al transformatorului și apoi al selsinului propriu-zis. Lipsesc în schimb contactele alunecătoare.

În diferitele regimuri de funcționare, selsinele pot prezenta erori de origini diferite ; electromagnetice, mecanice sau de exploatare.

Erorile de origine electromagnetică pot fi atît pozitive (rotorul selsinului receptor rămîne în urma rotorului selsinului emițător) cît și negative (rotorul selsinului receptor este în avans). Vom cita cîteva cauze :

— antizotropia proprietăților magnetice ale oțelului electrotehnic utilizat în construcția circuitului magnetic ;

— rezistențe inegale ale înfășurărilor ;

— scurtcircuitele locale între spirele înfășurărilor.

Erorile de origine mecanică sînt întotdeauna pozitive și se pot datora următoarelor cauze :

— frecările în palier și în contactele perii-inele ;

— neuniformitatea întrefierului ;

— existența dinților rotorici ;

— imprecizia echilibrării statice a rotorului etc.

Erorile de exploatare pot fi cauzate de :

— variația tensiunii rețelei de alimentare ;

— variația frecvenței tensiunii ;

— variația temperaturii mediului ambiant ;

— murdărirea suprafeței de contact perie-inel.

Factorii enumerați mai sus, care influențează funcționarea selsinelor, demonstrează că realizarea unui selsin de calitate superioară este o problemă dificilă.

Toate erorile de diferite origini precizate mai sus conduc la micșorarea fidelității urmăririi axului de comandă de către axul receptor.

Sub acest aspect, erorile se împart: în statice și dinamice. Primele corespund cazului cînd selsinele nu se rotesc, iar celelalte, cazului cînd selsinele se rotesc.

Erorile statice nu sînt constante, independente de poziția rotorului selsinului emițător și de sensul deplasării unghiulare, date fiind multiplele cauze care determină aceste erori.

Media erorilor maxime pentru cele două sensuri de deplasare unghiulară se numește „eroare maximă" a selsinului și dictează clasa sa de precizie. Au fost stabilite trei clase de precizie conform tabelului alăturat.

Clasa de precizie	I	II	III
Emițător	±0,25%	±0,50%	±1,00%
Receptor	±0,75%	±1,50%	±2,50%

În regim dinamic erorile sînt provocate de aceleași fenomene prezentate mai sus și sînt de obicei mai mari.

8.8.3. Transformatoare rotitoare

De un real interes în realizarea unui sistem automat de poziționare ca și în generarea unei clase întregi de funcții este așa-numitul transformator rotitor (fig. 8.45, *a*). Această mașină (noțiunea de mașină este folosită aici doar în sensul că dispozitivul descris are aceeași construcție cu mașinile electrice clasice, deși scopul său este cu totul altul) posedă un stator cu două înfășurări identice bi sau-multipolare decalate spațial la 90° electrice, care produc fiecare, atunci cînd sînt străbătute cu curenți sinusoidali, cîmpuri magnetice pulsatorii, sinusoidale în timp și spațiu la periferia interioară a statorului. Rotorul cilindric, realizat ca și statorul din tole de oțel electrotehnic, posedă tot două înfășurări identice în cvadratură electrică spațială. Cuplajul magnetic între înfășurările statorice și rotorice se poate varia prin schimbarea poziției relative a celor două armături.

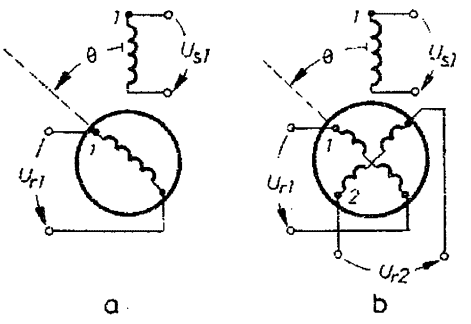


Fig. 8.45

Să presupunem că una din înfășurările statorului, să-i zicem *1* (fig. 8.45, *a*), este alimentată de la o sursă de tensiune sinusoidală

$$u_{s1} = U_{s1}\sqrt{2}\sin \omega t$$

și că între axa de referință legată de această înfășurare considerată de referință și axa înfășurării *1* rotorice există unghiul geometric θ rotorul fiind fixat în această poziție. Să vedem care sînt tensiunile ce apar la bornele înfășurării rotorice, tensiuni pe care le vom nota cu u_{r1} și u_{r2} (fig. 8.45, *b*). Inductivitatea mutuală dintre înfășurarea *1* a statorului și *1* a rotorului este maximă și de valoarea M, dacă $\theta = 0$. Pentru deviația θ oarecare, această inductivitate va fi $M \cos p\theta$, p fiind numărul de perechi de poli (a se vedea *deducerea formulei* 6.28 din teoria motorului sincron). Inductivitatea mutuală între înfășurarea *1* a statorului și *2* a rotorului (decalată în sens trigonometric cu unghiul geometric $\frac{\pi}{2p}$ față de înfășurarea *1* rotorică) va fi în consecință $M \cos p\left(\theta + \frac{\pi}{2p}\right) = -M \sin p\theta$.

Considerînd că înfășurările rotorice sînt închise pe impedanțe foarte mari impedanțele de intrare a unor amplificatoare electronice) și că curenții prin aceste înfășurări sînt practic nuli, se pot scrie următoarele ecuații:

$$u_{s1} = R_s i_{s1} + L_{s1}\frac{di_{s1}}{dt};$$

$$u_{r1} = M \cos p\theta \frac{di_{s1}}{dt};$$

$$u_{r2} = -M \sin p\theta \frac{di_{s1}}{dt}.$$

În complex ele devin:

$$\underline{U}_{s1} = \underline{Z}_s \underline{I}_{s1};$$

$$\underline{U}_{r1} = j\omega M \cos p\theta \ \underline{I}_{s1};$$

$$\underline{U}_{r2} = -j\omega M \sin p\theta \ \underline{I}_{s1}$$

sau, eliminînd curentul I_{s1}

$$\underline{U}_{r1} = \frac{j\omega M}{\underline{Z}_s}\underline{U}_{s1}\cos p\theta; \quad \underline{U}_{r2} = -\frac{j\omega M}{\underline{Z}_s}\underline{U}_{s1}\sin p\theta.$$

Prin urmare, tensiunile induse în înfășurările rotorice au amplitudinile proporționale, respectiv cu $\cos p\theta$ și cu $-\sin p\theta$.

Dacă acum presupunem că și cea de a doua înfășurare statorică este alimentată de la o sursă de aceeași pulsație ω și de tensiune sinusoidală u_{s2}, ținînd seama de faptul că inductivitățile mutuale ale acestei înfășurări cu

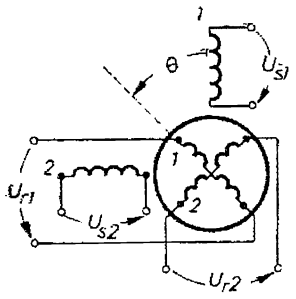


Fig. 8.46

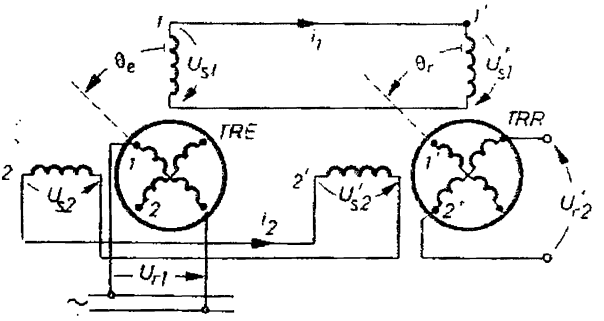


Fig. 8.47

Înfășurările *1* și *2* rotorice sînt $M \sin p\theta$ și $M \cos p\theta$ (fig. 8.46) și suprapunînd efectele, se găsesc următoarele expresii în complex ale tensiunilor rotorice:

$$\underline{U}_{r1} = \frac{j\omega M}{\underline{Z}_s}(\underline{U}_{s1} \cos p\theta + \underline{U}_{s2} \sin p\theta);$$
$$\underline{U}_{r2} = \frac{j\omega M}{\underline{Z}_s}(-\underline{U}_{s1} \sin p\theta + \underline{U}_{s2} \cos p\theta). \tag{8.4}$$

Transformatorul rotitor stabilește deci o legătură între tensiunile statorice și cele rotorice în care intervine ca semnal suplimentar unghiul de poziție a rotorului. Mărimea $j\omega M/\underline{Z}_s$ introduce un raport de transformare neunitar între stator și rotor și un anumit defazaj, același pentru ambele tensiuni rotorice. Vom nota $k_T = j\omega M/\underline{Z}_s$.

Cum transformatoarele rotitoare funcționează la frecvență ridicată ($f = 400$, 500 Hz sau mai mult), reactanța ωL_{s1} este mult mai mare decît rezistența R_s și cu o foarte bună aproximație, se poate scrie

$$k_T = \frac{j\omega M}{\underline{Z}_s} = \frac{j\omega M}{j\omega L_{s1}} = \frac{M}{L_{s1}}.$$

În plus, numerele de spire ale înfășurărilor statorice și rotorice se aleg astfel încît $M = L_{s1}$. Prin urmare $k_T = 1$.

Dacă transformatorul rotitor este alimentat prin înfășurările rotorice, cele statorice reprezentînd ieșirile, atunci sistemul (8.4) poate fi inversat, obținîndu-se:

$$\underline{U}_{s1} = \frac{\underline{Z}_r}{j\omega M}(\underline{U}_{r1} \cos p\theta - \underline{U}_{r2} \sin p\theta);$$
$$\underline{U}_{s2} = \frac{\underline{Z}_r}{j\omega M}(\underline{U}_{r1} \sin p\theta + \underline{U}_{r2} \cos p\theta), \tag{8.5}$$

în care de data aceasta impedanța Z_r aparține înfășurării rotorice.

Una din principalele aplicații ale transformatoarelor rotitoare se referă la sistemele automate de poziționare unghiulară, în care caz se folosesc două transformatoare — unul emițător, celălalt receptor — într-o schemă identică cu cea prezentată pentru selsine (fig. 8.39). Schema de legături a celor două transformatoare rotitoare presupuse bipolare ($p = 1$), prezentată în figura 8.47 este de asemenea analoagă legăturii selsinelor. Înfășurarea rotorică *1* a trans,

formatorului rotitor emițător *TRE* este alimentată de la o sursă de c.a. (de frecvență 400, 500 Hz de obicei). Înfășurările statorice ale transformatorului emițător sînt legate în opoziție cu cele omoloage ale transformatorului receptor *TRR*. De la înfășurarea *2* a transformatorului receptor se ia tensiunea de ieșire $\underline{U}_{r2}$, care se aplică la intrarea unui amplificator, care comandă un motor de c.a., ce antrenează sarcina, pentru a o aduce în poziția dorită. Rotorul transformatorului emițător este deviat cu unghiul θ_e, mărimea impusă sistemului de poziționare. Rotorul transformatorului receptor este solidar cu arborele de ieșire al sistemului, fiind în general deviat cu un unghi θ_r, diferit de θ_e.

Pentru a deduce valoarea tensiunii de ieșire, vom neglija în cele ce urmează căderile de tensiune provocate de curenții de sincronizare i_1 și i_2 ca și reacția magnetică a indusurilor în cele două transformatoare.

Conform sistemului (8.5) de ecuații aplicat transformatorului emițător tensiunile statorice vor fi ($\underline{U}_{r2} = 0$):

$$k_T \underline{U}_{s1} = \underline{U}_{r1} \cos \theta_e ;$$
$$k_T \underline{U}_{s2} = \underline{U}_{r1} \sin \theta_e. \qquad (8.6)$$

Aceste tensiuni se aplică înfășurărilor statorice ale transformatorului receptor, astfel încît putem scrie: $\underline{U}_{s1} = \underline{U}'_{s1}$ și $\underline{U}_{s2} = \underline{U}'_{s2}$, tensiunea rotorică calculîndu-se pe baza ecuației a doua a sistemului (8.4),

$$\underline{U}'_{r2} = k_T(-\underline{U}_{s1} \sin \theta_r + \underline{U}_{s2} \cos \theta_r).$$

Ținînd seama și de relațiile (8.6), rezultă

$$\underline{U}'_{r1} = \underline{U}_{r2} \sin (\theta_e - \theta_r) = \underline{U}_{r1} \sin \theta,$$

în care $\theta = \theta_e - \theta_r$ este unghiul de dezacord între valoarea impusă θ_e la intrarea sistemului și valoarea reală θ_r la ieșire. Această tensiune este deci funcție de abaterea θ, anulîndu-se cînd $\theta = 0$, crescînd o dată cu θ, dacă $\theta < 90°$, adică avînd proprietățile necesare pentru a fi utilizată într-un sistem de poziționare.

Eroarea unui sistem de poziționare de felul celui prezentat anterior este de ordinul 15 —30 min. Pentru a se reduce simțitor această eroare se utilizează sisteme cu două canale de transmitere a informațiilor, un canal grosier și unul fin. Schema-bloc a unui asemenea sistem este arătată în figura 8.48 și utilizează sisteme de transmisie R' cu roți dințate, cu coeficient

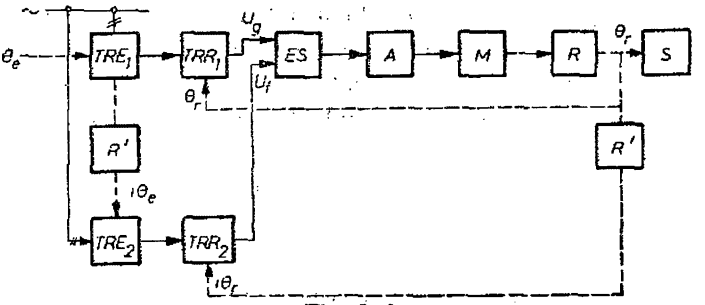


Fig. 8.48

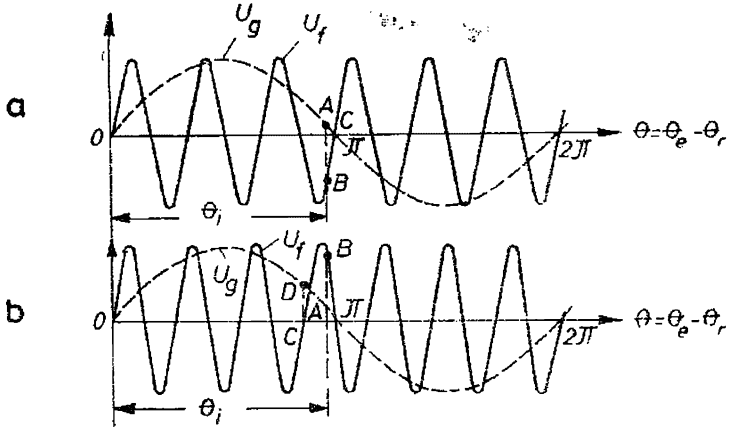


Fig. 8.49

de transmisie $i \gg 1$. Se utilizează două perechi de transformatoare rotitoare (sau selsine) identice. La intrarea primului transformator emițător se aplică unghiul impus θ_e, pe cînd la intrarea celui de al doilea transformator unghiul de deviație impus rotorului este $i\theta_e \gg \theta_e$ (prin elementul de transmisie R'). Transformatoarele emițătoare sînt legate prin conductoare electrice (ne referim la înfășurările de sincronizare) cu transformatoarele receptoare, ieșirile acestora aplicîndu-se elementului de sincronizare ES. După cum se știe, ieșirea primului transformator receptor TRR va fi de forma (este vorba de valoarea efectivă a tensiunii sinusoidale de ieșire)

$$U_g = U_0 \sin \theta = U_0 \sin (\theta_e - \theta_r)$$

iar a celui de al doilea transformator rotitor

$$U_f = U_0 \sin i\theta = U_0 \sin i(\theta_e - \theta_r),$$

curbele de variație ale acestor tensiuni fiind prezentate în figura 8.49. La o variație a unghiului de dezacord θ de 360°, valoarea efectivă U_g a tensiunii de ieșire a canalului grosier înregistrează o perioadă întreagă, în timp ce valoarea efectivă U_f a canalului fin are i perioade întregi (dacă $i \in N$). Elementul de sincronizare ES sesizează la θ dat valoarea cea mai mare dintre cele două semnale U_g și U_f acționînd asupra amplificatorului A, care la rîndul său comandă motorul M. Sistemul tinde totdeauna să realizeze $\theta = 0$, dar cu o eroare mult mai mică decît în cazul utilizării unui singur canal.

Într-adevăr, să presupunem că datorită unor cauze diferite sistemul nu mai reacționează cînd tensiunea la ieșirea transformatorului receptor a ajuns la valoarea $\Delta U_g > 0$ (fig. 8.50), în care caz există o eroare unghiulară $\Delta\theta_g$, iar

$$\Delta U_g = U_0 \sin \Delta\theta_g = U_0 \Delta\theta_g, \qquad (8.7)$$

deoarece θ_g este foarte mic. Această situație ar fi valabilă dacă ar funcționa numai canalul grosier al sistemului.

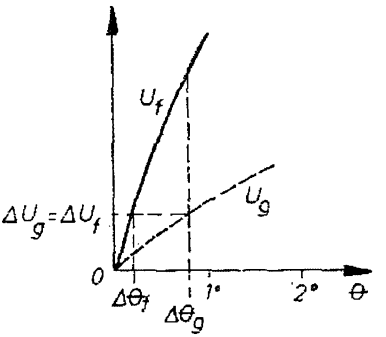


Fig. 8.50

Dacă se ia în considerație și existența canalului fin de reglare automată a poziției prin altă pereche de transformatoare rotitoare identice cu cele utilizate în canalul grosier, se constată că la eroarea $\Delta\theta_g$, la care canalul grosier nu mai poate lucra, tensiunea U_f furnizată de ieșirea transformatorului receptor al canalului fin este destul de mare (fig. 8.50) pentru ca sistemul să reacționeze în continuare. Motorul continuă deci să se rotească, provocînd micșorarea dezacordului dintre intrarea și ieșirea sistemului. În momentul cînd tensiunea U_f atinge pragul $\Delta U_f = \Delta U_g$ (același ca la transformatorul grosier, căci transformatoarele sînt identice, iar restul elementelor sistemului comune), sistemul încetează să mai reacționeze și la semnalul canalului fin, eroarea unghiulară fiind acum $\Delta\theta_f$ (fig. 8.50). Evident,

$$\Delta U_f = U_0 \sin(i\Delta\theta_f) = U_0 i\Delta\theta_f. \tag{8.8}$$

Comparînd relațiile (8.7) și (8.8), cum $\Delta U_f = \Delta U_g$, rezultă

$$\Delta\theta_f = \frac{\Delta\theta_g}{i},$$

ceea ce înseamnă că eroarea s-a micșorat de i ori. Deoarece uzual i are valori de ordinul zecilor, eroarea $\Delta\theta_f$ este de ordinul minutului.

În legătură cu sincronizarea emițătorului și receptorului apare o problemă pe care vrem să o elucidăm în cele ce urmează (care se referă nu numai la transformatoare rotitoare, dar și la selsine). Ne referim inițial la canalul grosier. La punerea sa în funcțiune, unghiurile θ_e și θ_r au valori absolut oarecari și unghiul θ poate lua orice valoare între 0 și 360°. Oricare ar fi această valoare a lui θ, sistemul va acționa din prima clipă a punerii în funcțiune (dacă legăturile electrice și mecanice sînt corecte) de așa manieră încît emițătorul și receptorul se sincronizează automat, adică receptorul este pus în mișcare pînă $\theta = 0$ (plus o eroare). Astfel, dacă $\theta_e = 110°$ și $\theta_r = 30°$, atunci $\theta = 80°$, $U_g > 0$ și motorul M (fig. 8.48) se învîrtește într-un sens precis (să spunem trigonometric), pînă se realizează practic $\theta_r = 110°$ și U_g practic nul. Dacă $\theta_e = 110°$ și $\theta_r = -140°$, atunci $\theta = 250°$ și $U_g < 0$, în care caz motorul se învîrtește în sens invers față de situația precedentă, unghiul θ_r va crește în valoare absolută, pînă cînd θ_r ajunge practic $-250°$, iar $\theta \approx 360°$

și U_g practic nul, sincronizarea emițătorului cu receptorul fiind din nou asigurată, căci $\theta = 360°$ înseamnă $\theta = 0°$. O singură situație aduce complicații și anume, cazul cînd $\theta = 180°$, iar $U_g = 0$ sistemul neputînd sesiza falsa sincronizare în care $\theta_e \neq \theta_r$. Cazul $\theta = 180°$ este un caz de echilibru labil al sistemului. Din această cauză se impune în orice sistem o sincronizare sub supravegherea unui operator la orice repunere în funcțiune a sistemului. Utilizarea a două canale în sistemele de poziționare impune în legătură cu sincronizarea condiția ca i să fie impar (fig. 8.49, *b*) și nu par (fig. 8.49, *a*).

În cazul cînd i este par, dacă valoarea inițială θ_i a unghiului de dezacord este apropiată de 180°, atunci canalul grosier dă o tensiune U_g foarte mică (corespunzătoare punctul A, în figura 8.49, *a*) care nu este sesizată de sistem, în timp ce canalul fin dă o tensiune U_f sensibil mai mare (corespunzătoare punctului B). Sub influența acestui canal, sistemul este adus în punctul C stabil pentru canalul fin, dar instabil pentru canalul grosier, ceea ce înseamnă o falsă poziție de concordanță (de zero) pentru întreg sistemul. Dimpotrivă, dacă i este impar și $\theta \approx 180°$, sistemul este inițial pus în mișcare prin canalul fin (tensiunea U_f corespunzătoare punctului B este mai mare decît tensiunea U_g corespunzătoare punctului A, fig. 8.49, *b*). Canalul tinde să aducă sistemul în punctul C, ceea ce ar corespunde unui echilibru stabil pentru canalul fin. Dar în punctul C tensiunea canalului grosier corespunzătoare punctului D (fig. 8.49, *b*) este suficient de mare pentru ca să pună în mișcare sistemul automat, aducîndu-l în final în punctul O, ceea ce corespunde unui adevărat zero al unghiului θ.

Așadar, utilizarea a două canale și a unor sisteme de transmisii de coeficient i ridicat conduce la reducerea simțitoare a erorii statice a unui sistem automat de poziționare. Creșterea coeficientului de transmisie la valori mai ridicate de cîteva zeci nu aduce însă îmbunătățirile scontate, din cauză că jocul roților dințate folosite în sistemul mecanic de multiplicare a unghiului începe să fie de același ordin de mărime cu eroarea funcțională a sistemului de transformatoare rotitoare (sau selsine). Micșorarea în continuare a acestei erori la joc dat al roților dințate nu mai are sens.

Principiul utilizării a două canale de sensibilitate deosebită și al multiplicării unghiului de dezacord se poate aplica realizînd această multiplicare pe cale electrică, în care caz nu mai apare problema jocului mecanic, înlăturîndu-se o sursă principală de eroare și reducîndu-se eroarea generală cu încă un ordin de mărime. Pentru această multiplicare se utilizează transformatoare rotitoare cu un număr mare de poli pentru canalul fin, în timp ce transformatoarele rotitoare pentru canalul grosier sînt bipolare. Dacă numărul de perechi de poli ai transformatoarelor din canalul fin este p_f, atunci

$$U_f = U_0 \sin p_f \theta,$$

în timp ce tensiunea furnizată de canalul grosier cu $p_g = 1$ va fi

$$U_g = U_0 \sin \theta.$$

Se vede că am căzut peste aceeași situație ca în cazul utilizării multiplicării pe cale mecanică a unghiului de dezacord, cu $i = p_f$. Eroarea generală a sistemului de poziționare cu două canale, cu transformatoare multipolare pe canalul fin cu $p_f = 64$, ajunge a fi de ordinul 0,5'. De remarcat că eliminarea roților dințate permite reducerea frecărilor din sistem și utilizarea acestuia la puteri mai mici.

8.8.4. Inductosine

Un pas mai departe în creșterea preciziei sistemelor automate de poziționare îl aduce utilizarea inductosinelor. Spre deosebire de transformatoarele rotitoare multipolare, la care înfășurările se plasau în crestături ale armăturilor statorice și rotorice, în inductosine atît înfășurarea primară cît și cele secundare se așază pe discuri coaxiale și paralele din material izolant (fig. 8.51). Înfășurările se realizează prin imprimare, conform tehnologiei circuitelor electronice imprimate. Aceste înfășurări sînt executate din plăcuțe fine de conducte așezate radial pe discurile izolate și unite la capete ca în figura 8.51. Pe discul rotoric al inductosinului se plasează o înfășurare monofazată multipolară (fig. 8.51, *b*). Pe discul statoric se imprimă două înfășurări distincte multipolare, cu același pas polar unghiular ca și înfășurarea rotorică. Cele două înfășurări sînt împărțite în secții identice, ca în figura 8.51, *a*, și decalate spațial una față de cealaltă cu o jumătate din pasul polar unghiular $\frac{\pi}{p}$. În figura 8.51, *a*, pentru a evidenția cele două înfășurări s-a utilizat linie plină și punctată. După cum se vede, secțiile unei înfășurări sînt înseriate, cu respectarea regulii ca t.e.m. induse în diferitele secții să se adune (două secții vecine ale aceleiași înfășurări statorice sînt decalate cu un pas polar, deci t.e.m. induse sînt în opoziție). Înfășurările statorice se realizează din mai multe secții, pentru a se evita erorile cauzate de lipsa paralelismului între discurile statoric și rotoric, secțiile unei înfășurări fiind distribuite

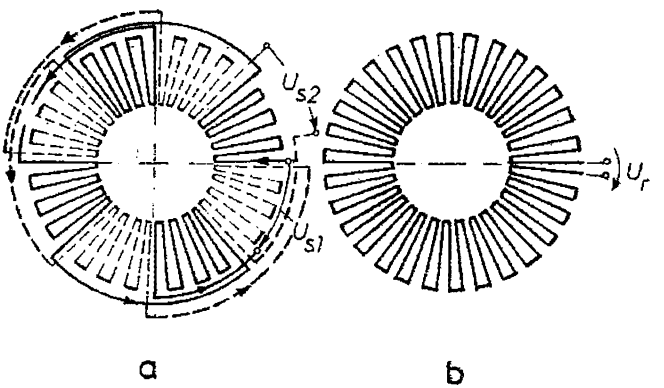


Fig. 8.51

uniform pe disc. Prin alegerea rațională a dimensiunilor conductoarelor statorice și rotorice se obține o variație practic sinusoidală a inductivității mutuale între înfășurarea rotorică și respectiv înfășurările statorice, atunci cînd variază unghiul de poziție stator-rotor.

Deoarece inductosinul reprezintă în esență un transformator rotitor în aer, inducția mutuală stator-rotor este foarte slabă, ceea ce conduce la un semnal de ieșire foarte slab în comparație cu selsinele sau transformatoarele rotitoare propriu-zise, chiar și atunci cînd se utilizează surse de excitație de cîțiva kiloherți. Se apelează atunci la o puternică amplificare.

Utilizîndu-se tehnica imprimării, inductosinele permit realizarea la mici dimensiuni a unui număr mare de perechi de poli (64, 128 sau 256 pentru sistemele funcționînd în cod binar; 100 sau 200 pentru sistemele în cod zecimal; 180 sau 360 în alte cazuri).

În ceea ce privește tensiunile inductosinului, cu aceleași ipoteze simplificatoare ca la transformatorul rotitor, dacă se alimentează în curent alternativ înfășurarea rotorică, iar unghiul geometric de deviație al rotorului față de înfășurarea *1* a statorului este θ, tensiunile statorice vor fi:

$$\underline{k}_T\underline{U}_{s1} = \underline{U}_r \cos p\theta;$$
$$\underline{k}_T\underline{U}_{s2} = \underline{U}_r \sin p\theta. \tag{8.9}$$

Invers, dacă sînt alimentate înfășurările statorului, atunci tensiunea rotorică va fi [conform expresiei (8.4)]

$$\underline{U}_r = \underline{k}_T(\underline{U}_{s1} \cos p\theta + \underline{U}_{s2} \sin p\theta). \tag{8.10}$$

Să presupunem că tensiunile statorice sînt de forma

$$\underline{k}_T\underline{U}_{s1} = +\underline{U}_0 \sin p\theta_e;\ \underline{k}_T\underline{U}_{s2} = -\underline{U}_0 \cos p\theta_e$$

și că rotorul inductosinului este deviat cu unghiul θ, atunci tensiunea indusă în rotor va fi, conform relației (8.10)

$$\underline{U}_r = \underline{U}_0(\sin p\theta_e \cos p\theta_r - \cos p\theta_e \sin p\theta_r) =$$
$$= U_0 \sin p(\theta_e - \theta_r).$$

Prin urmare, *informația θ_r este introdusă de inductosin în amplitudinea tensiunii de ieșire* (tensiunea rotorică). Această situație se întîlnește la selsinul receptor sau la transformatorul rotitor receptor în conexiunea din schema-bloc din figura 8.39, utilizată în sistemele de poziționare unghiulară. Rezultă deci că inductosinele pot fi utilizate în mod analog selsinelor sau transformatoarelor rotitoare. Din cauza numărului mare de poli (reductor electric), instalație de poziționare cu inductosine se folosește în calitate de canal fin, fiind necesar și un canal grosier.

Dacă însă tensiunile statorice au aceeași amplitudine și frecvență dar sînt defazate în exactă cvadratură,

$$\underline{k}_T\underline{U}_{s1} = \underline{U}_0;\ \underline{k}_T\underline{U}_{s2} = -j_0\underline{U},$$

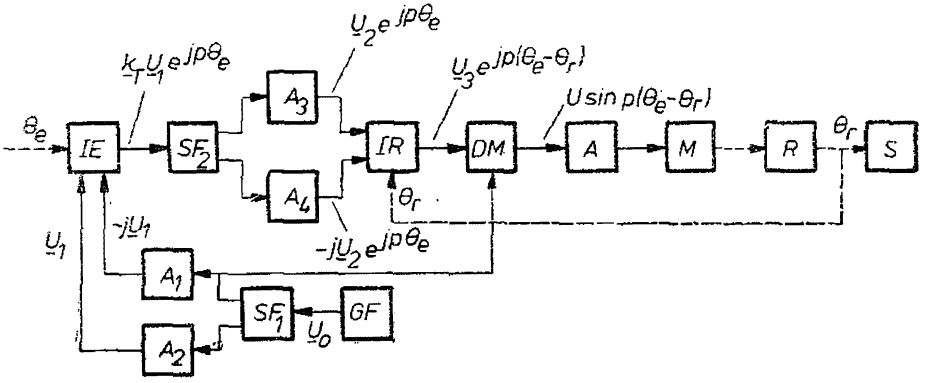


Fig. 8.52

atunci tensiunea rotorică va fi

$$\underline{U}_r = \underline{U}_0(\cos p\theta - j \sin p\theta) = \underline{U}_0 e^{-jp\theta},$$

în cazul cînd rotorul inductorului este deviat cu unghiul θ. Așa cum rezultă din ultima formulă, *informația* θ *este introdusă* de data aceasta de către inductosin *în faza tensiunii de ieșire*, ceea ce permite a imagina un nou sistem automat de poziționare.

Schema-bloc a unui asemenea sistem automat de poziționare unghiulară este prezentată în figura 8.52. Ea cuprinde două inductosine, unul emițător *IE* al cărui rotor este deviat cu mărimea impusă θ_e, iar celălalt receptor *IR*, rotorul căruia este deviat cu unghiul θ_r realizat la sarcina *S*. Sistemul apelează la un generator *GF* de *funcție sinusoidală* $\underline{U}_0$. Acest semnal este trecut printr-un schimbător de fază SF_1 care dă la ieșire două sinusoide defazate cu exact 90°, adică $\underline{U}_1$ și $-j\underline{U}_1$, care sînt amplificate prin elementele A_1 și A_2 și aplicate la înfășurările statorice ale inductosinului emițător *IE*. Schimbătorul de fază se realizează simplu prin elemente *RC*. La ieșirea inductosinului *IE* se obține semnalul $k_T\underline{U}_1 e^{jp\theta_e}$, care este trecut printr-un al doilea schimbător de fază cu 90°. Cele două tensiuni, $\underline{U}_2 e^{jp\theta_e}$ și $-j\underline{U}_2 e^{jp\theta_e}$, de la ieșirea schimbătorului SF_2 se introduc în inductosinul receptor, deviat cu unghiul θ_r. Înfășurarea rotorică a acestuia dă tensiunea $U e^{jp(\theta_e-\theta_r)}$ care este introdusă în demodulatorul *DM* sensibil la fază, la ieșirea căruia se obține o tensiune continuă proporțională cu $\sin p(\theta_e - \theta_r)$. Cu acest semnal amplificat în putere se pune în mișcare motorul *M*, care antrenează sarcina *S* prin intermediul reductorului *R*, pînă cînd θ_r ajunge să egaleze θ_e.

Inductosinul se poate realiza și sub formă liniară, statorul fiind desfășurat în plan în lungul unei axe, iar rotorul (denumit în acest caz cursor) avînd numai cîte o secție din cele două înfășurări *din figura* 8.51 și deplasîndu-se în lungul statorului. Astfel de inductosine se folosesc la sistemele de poziționare liniară (mișcările de avans ale cuțitului unui strung, de exemplu).

Inductosinul se pretează însă cu și mai mult succes la poziționare numerică.

BIBLIOGRAFIE

1. ALEXANDROV, N. N. *Electriceskie maşini i micromaşini*. Moskva, Kolos, 1983.
2. ALGER, P. L. *Induction machines (2nd edition)*. London, England Gordon and Breach, 1970.
3. ARMENSKI, E. : FALK, G. *Micromachines électriques*. Moskou, Edition Mir, 1977.
4. ATKINSON, P. *Thyristors and their applications*. London, England, Mills and Boon, 1972.
5. BĂLĂ, C. V. *Maşini electrice*. Bucureşti, Editura Didactică şi Pedagogică, 1982.
6. BEDFORD, B. D., HOFT, R. G. *Principles of Inverter Circuits*. New York, John Wiley & Sons, 1964.
7. BELL, R. ; LOWTH, A. C. : SHELLEY, R. B. *Application of stepping motors to machine tools*. London, England, Machinery Publishing, 1970.
8. BERNHARD, J. H. ; KNUPPERTZ, B. *Thyristoren in der Antriebsteurung und Regelung*. Würzburg, Vogel Verlag, 1971.
9. BIRD, B. M. ; KING, K. G. *An introduction to power electronics*. New York, John Willey & Sons, 1983.
10. BOCEAROV, V. I. *Bespazovie tiagovie elektrodvigateli postoiannovo toka*. Moskva, Energia, 1976.
11. BODEFELD, TH. ; SEQUENZ, H. *Electrische Maschinen. Eine Einführung in die Grundlagen*. Wien-New York, Springer Verlag, 1971.
12. BOLDEA, I. ; ATANASIU, GH. *Analiza unitară a maşinilor electrice*. Bucureşti, Editura Academiei R.S.R., 1983.
13. BOSE, B.K . *Adjustable speed ac drive systems*. New York, IEEE Press., 1980.
14. BOŢAN, N. V. *Reglarea vitezei sistemelor de acţionare electrică*. Bucureşti, Editura Tehnică, 1974.
15. BÜHLER, H. *Einführung in die Theorie geregelter Drehstromantriebe*. Basel und Stuttgart Birkhäuser Verlag, 1977.
16. BÜHLER, H. *Electronique industrielle, 1 : Electronique de puissance*. St. Saphorin, Edition Georgi, 1978.
17. CHARKEY, E. S. *Electromechanical system components*. Chichester Sussex, England, Wiley-Interscience, 1972.
18. CHILIKIN, M. *Electric Drive*. Moscova, Mir Publishers, 1978.
19. CÎMPEANU, A. *Maşini electrice*. Craiova, Scrisul Românesc, 1978.
20. CSAKI, F., HERMAN, I., IPSITS, I. *Power electronics*. Budapest, Akadémiai Kiadó, 1979.
21. DAN, I., MOŞEANU, AL. *Redresoare cu semiconductoare*. Bucureşti, Editura Tehnică, 1975.
22. De JONG, H.C.J. *AC motor design with conventional and converter supplies*. Oxford, Clarendon, 1976.
23. DEWAN, S. B. ; STRAUGHEN, A. *Power Semiconductor Circuits*. New-York, John Willey & Sons, 1975.
24. DORDEA, T. *Maşini electrice*. Bucureşti, Editura Didactică şi Pedagogică, 1970.
25. FISCHER, R. *Elektrische Maschinen*. Wirkunsweise, Betriebsverhalten und Steuerung, München, C. Hanser, 1971.

26. FRANSUA, AL.; MĂGUREANU, R.; TOCACI, M. *Mașini și acționări electrice. Culegere de probleme.* București, Editura Didactică și Pedagogică, 1980.
27. FRANSUA, AL.; MĂGUREANU, R. *Electrical machines and drive systems.* Oxford, Technical Press, 1984.
28. GHEORGHIU, I. S.; FRANSUA, AL. *Tratat de mașini electrice.* Vol. I, II, III, IV, București, Editura Academiei R.S.R., 1968—1972.
29. GOURISHANKAR, V.; KELLY, D. M. *Electromechanical energy conversion.* Heath and Reach, Beds, England, Intertext Publishing, 1973.
30. HARTLES, R. J.; SANDERMAN, D. G. *Utilisation of electrical power.* London, England, Longmans, 1971.
31. HAWES, M. A. *Electromagnetic machines.* vol. I. *Basic principles*; vol. 2. *Key types of rotating machines in the steadystate.* Glasgow, Scotland, Collins, 1973.
32. HEALEY, M. *Principles of automatic control.* London, England, The English Universitaties, Press Ltd, 1974.
33. HINDMARSH, J. *Electrical Machines and their Applications.* 5th edition, Pergamon Press, Oxford, 1984.
34. HINDMARSH, J. *Worked examples in electrical machines and drives.* Pergamon Press, Oxford, 1984.
35. JORDAN, H.; KLINA, V.; KOVACS, K. P. *Asynchronmachinen.* Funktion, Theorie, Braunschweig, Vieweg und Sohn, 1975.
36. KELEMEN, A. *Acționări electrice.* București, Editura Didactică și Pedagogică, 1976.
37. KENJO, T.; NAGAMORI, S. *Permanent Magnet and Brushless D.C. Motors.* Oxford, Oxford University Press, 1985.
38. KENJO, T. *Stepping Motors and their Microprocessor Controls.* Oxford, Oxford University Press, 1984.
39. KENTZSCH, H. *Handbuch für Elektromotoren.* Essen, W. Girardet, 1973.
40. KOMISAR, M. I. *Aviotionnie elektriceskie mașinî i istociniki pitania.* Moskva, Mașinostroenie, 1975.
41. KÜMMEL, F. *Elektrische Antriebtechnik. Theoretische Grundlagen. Bemessung unf Regelungstechnische Gestaltung.* Berlin—Heidelberg—New York, Springer Verlag, 1971.
42. KUSKO, A. *Solid-state D.C. Motor Drives.* Massachusetts, M.I.T. Press, 1969.
43. LABUNȚOV, V. A., TUGOV, N. M. *Tiristoare de putere, regimuri dinamice de exploatare.* București, Editura Tehnică, 1983.
44. LEONARD, W. *Regelung in der elektrischen Antriebstechnik.* Stuttgart, B.G. Teubner, 1974.
45. LEONHARD, W. *Control of electrical drives.* Berlin, Springer Verlag, 1985.
46. MĂGUREANU, R. *Mașini electrice speciale pentru sisteme automate.* București, Editura Tehnică, 1981.
47. MĂGUREANU, R.; VASILE, N. *Motoare sincrone cu magneți permanenți și reluctanță variabilă.* București, Editura Tehnică, 1982.
48. MĂGUREANU, R.; MICU, D. *Convertizoare statice de frecvență în acționări cu motoare asincrone.* București, Editura Tehnică, 1985.
49. MARSTON, R. M. *110 Thyristor projects using SCRS and triacs.* London, England, Butterworth, 1972.
50. MAZDA, F. F. *Thyristor control.* London, England, Newnes-Butterworth, 1973.
51. MORRIS, N. M. *Advanced industrial electronics.* London, England, McGraw Hill Company Ltd., 1984.
52. MOLTGEN, G. *Line comutated thyristor converters.* London, England, Pitman, 1972.
53. MURPHY, I. M. *Thyristor Control of A.C. Motors.* London, England, Pergamon Press, 1973.
54. NASAR, S. A.; BOLDEA, I. *Linear motion electric machines.* New York—London—Sydney, J. Willey, 1976.
55. PELLY, B. R. *Thyristor Phase — Controlled Converters and Cyclo-converters.* New-York, John Willey & Sons, 1971.
56. POSTNIKOV, I. M. *Obobșcennaia teoria i perehodnîe proțessî elektriceskih mașin.* Moskva, Vișșaia Skola, 1975.

57. RAMSHAW, R. S. *Power electronics, Thyristor controlled power for electric motors*. London England, Chapman and Hall, 1984.
58. ROSENBERG, R. *Electric motor repair*, New-York, Holt, Rinehart and Winston, 1970.
59. SAAL, C., SZABO, W. *Sisteme de acționare electrică. Determinarea parametrilor de funcționare* București, Editura Tehnică, 1981.
60. SEN GUPTA, D. P.; LYNN, J. W. *Electrical machine dynamics*. London, England, MacMillan Press Ltd, 1980.
61. SAY, M. G. *Alternating current Machines*. London, England, Pitman, 1976.
62. SCHÄFER, O. *Gründlagen der selbstätigen Regelung*. München, Technischen Verlag Gräfelfing, 1970.
63. SPATH, H., *Elektrische Maschinen. Eine Einführung in die Theorie des Betriebsverhaltens.*, Berlin, Springer Verlag, 1973.
64. VESHENEVSKI, S. *Caracteristicas de los motorres en el accionamiento electrico*. Moscova, Editorial Mir, 1972.
65. WALKER, W. D. *Rectifier circuits*. London, England, Macmillan Press Ltd, 1973.
66. WALKER, J. H. *Large Synchronous machines*. Oxford, Oxford University Press, 1984.
67. WEINRICH, G. *Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide*. vol. I și II, București, Editura Tehnică, 1970.
68. * * * *DC. motors, speed controls, servosystems*. Electro-Craft Corporation, Oxford, Pergamon Press, 1977.
69. * * * *Ispitanie elektriceskih mașin*. Moskva, Vissaia Skola, 1973.

Recenzie : Conf. dr. ing. **Mihai Gheorghe Ionescu**
Redactor : Ing. **Mihaela Smeureanu**
Tehnoredactor : **Elena Geru**
Coperta și *supracoperta* : **Simona Dumitrescu**

Bun de tipar 21.07.1986.
Coli de tipar 34,25
C.Z. 621.313

Întreprinderea poligrafică „Oltenia"
Str. B-dul 1 Mai, nr. 102
Republica Socialistă România
Comanda nr. 106